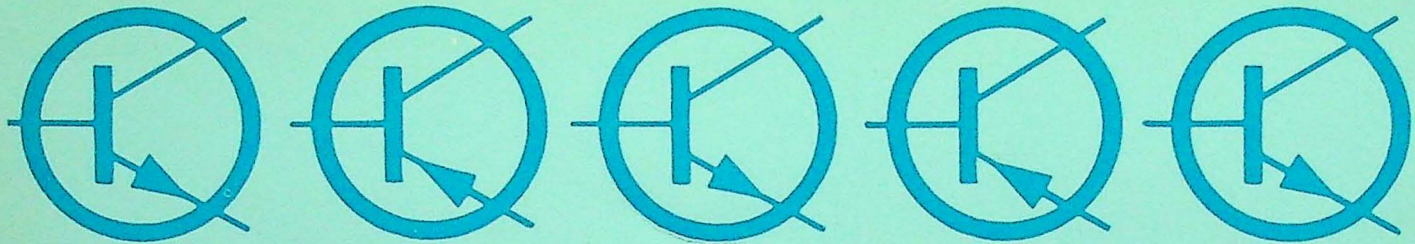
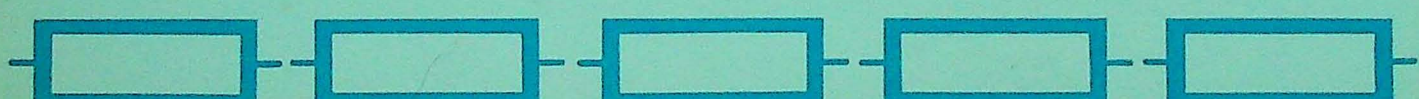


Buchreihe »Elektronik« 43

Bergtold

Elektronik-Bauelemente 4



Elektronik-Bauelemente — eine Einführung in die Elektronik

Inhalt Band 3

Komplexer Wechselstrom-Widerstand und Leitwert
Thyristor als Wechselstromschütz
Transistor und Ventildiode als Umschalter
npn-Transistoren in Schmitt-Trigger
Thyristor als Notlichtschalter
Glimmthyratron in Dämmerungsschalter
Transformator in Wechselstrom-Netzteil
Heißleiter als ferngesteuerte Stellwiderstände
Thyristor zum Steuern von Motoren
Referenzverstärker in Gleichspannungs-Stabilisator
Tunnel-Diode in Impuls-Restaurierungsstufe
Feldplatte in einer Schaltung als Magnetfeldfühler
Mehrfach-Transistor für Flüssigkeitsstands-Kontrolle
Ventildiode in Transistor-Schutzschaltung
Hallgenerator zur Drehgeschwindigkeitsüberwachung
Diac und Triac zum Wechselstrom-Einstellen

Inhalt Band 4

Thyristor-Tetrode in Verzögerungsschaltung
Integr. Verstärkerkonzept in monostabiler Kippschaltung
Opto-Elektronik für Stromkonstanthalter
Doppelbasis-Diode (UJT) in Kippschaltung
Kaltleiter zum Rückkoppeln im Multivibrator
Spule und Kondensator im Resonanzkreis
Komplement. Transist. im Gleichspannungsspeisegerät
Resonanzkreis und Zeigerdiagramm
Solarzellen als Gleichstromquelle
pnp-Transistorpaar für Schwellwertschalter
Mit Photoleitern ausgeführtes, einstellbares L-Glied
Integrierter Transistor in Zeitschalter
Schaltung mit Transistor als Druckfühler
Integrierte Z-Diode in Gleichspannungs-Konstanthalter
npn-Transistor in Miller-Integrator
Glimm-Schaltdiode für Relais-Abfallverzögerung

TOPP

TOPP

Fritz Bergtold

Elektronik-Bauelemente

4

Frech Verlag Stuttgart-Botnang

© 1970 Verlag und Druckerei M. Frech Stuttgart-Botnang Druck: Frech Stuttgart

Vorwort

In der Reihe der Elektronik-Bauelemente gibt dieser Band weitere Informationen über die hier einschlägigen Bauelemente in einer der Praxis entsprechenden Weise: Jedes Bauelement wird auch diesmal im Rahmen einer Schaltung behandelt, in der es eine ausschlaggebende Rolle spielt.
So erfährt der Leser nicht nur das, was von den Eigenschaften und Eigenheiten des Bauelements für ihn von Interesse ist, sondern wird mit dem jeweiligen Bauelement auch sonst gewissermaßen persönlich bekannt gemacht.
Wie in den anderen Bänden dieser Reihe wurde auf klare Funktionsbeschreibungen der Schaltungen, auf übersichtliche Schaltpläne und auf exakte Dimensionierungsangaben großer Wert gelegt.
Der Leser findet in diesem Band unter anderem einiges über Opto-Elektronik, lernt den UJT (die Doppelbasisdiode) näher kennen und erfährt für ihn sicher Nützliches und Aufschlußreiches über drei interessante integrierte Schaltungen — natürlich ebenfalls im Sinne ihrer Verwendung.
Anhand des Resonanzkreises, dem hier zwei Kapitel gewidmet sind, wird eine Bekanntschaft mit den Zeigerdiagrammen vermittelt, die für den Elektroniker nicht unerhebliche Bedeutung haben.
Da die Arbeitsweise des in der Elektronik häufig anzutreffenden Miller-Integrators nicht ganz leicht zu überblicken ist, wurde er hier von verschiedenen Standpunkten aus betrachtet.
Selbstverständlich werden dem Leser bzw. dem Auskunft-Suchenden die Hilfen geboten, wie das den bisher erschienenen Bänden dieser Reihe entspricht:
Jedes Kapitel schließt mit einer Zusammenstellung dessen, was darin für den Leser am wichtigsten sein dürfte.
Der Text ist in Abschnitte gegliedert, deren Überschriften klare Hinweise auf das geben, was in den einzelnen Abschnitten behandelt wird.
Die zum Teil sehr ausführlichen Bildunterschriften gestatten es, die Bilder auch ohne Rückgriff auf die einschlägigen Textstellen zu studieren.
Der Fettdruck der anhand des Sachverzeichnisses nachzuschlagenden Fachausdrücke im Text wird von dem, der aus diesem Band Auskünfte gewinnen möchte, sicher angenehm empfunden.

F. Bergtold

Inhalt Band 1

Gleichstromquelle — ihr Sinn und Zweck
Gleichstromquellen in Schaltungen
Widerstand, Widerstandswert und Leitwert
Einstellwiderstände und einstellbare Spannungsteiler
Heiß- und Kaltleiter
Photoleiter
Kondensator an Batterie
Widerstand und Kondensator als RC-Glied
Induktivität beim Schließen eines Gleichstromkreises
Induktivität und Freilaufdiode
Ventil-Diode im Einweggleichrichter
Transistoren zum Schalten von Relais
Z-Dioden für das Stabilisieren von Gleichspannungen
Transistoren in Verstärkerstufe
Transistoren in Gleichspannungskonstanthaltern
Glimmröhren in Kippschaltung

Inhalt Band 2

Glimmrelaisröhre in Zeitschalter
Photodiode als »Lichtfühler« in Lichtrelais
Spannungsabhängiger Widerstand (VDR) als Überspannungsschutz
Ventil-Dioden in Dioden-Verknüpfungsgliedern
Komplementär-Transistoren in Blinkschaltung
Wechselstrom und Wechselspannungsquellen
Photoelement als Lichtfühler
Phototransistor in einem Lichtrelais
Glimmröhre zum Stabilisieren von Gleichspannungen
Silizium-npn-Transistor im Inverter
Kondensator an Wechselstromquelle
Elektronischer Druckknopf zum Ein- und Ausschalten
RC-Glied an Wechselspannung
Feldeffekt-Transistor in Verstärkerschaltung
Selen-Ventile im Graetzgleichrichter

Inhalt

Inhalt Band 3

Komplexer Wechselstrom-Widerstand und Leitwert
Thyristor als Wechselstromschütz
Transistor und Ventildiode als Umschalter
npn-Transistoren in Schmitt-Trigger
Thyristor als Notlichtschalter
Glimmthyratron in Dämmerungsschalter
Transformator in Wechselstrom-Netzteil
Heißleiter als ferngesteuerte Stellwiderstände
Thyristor zum Steuern von Motoren
Referenzverstärker in Gleichspannungs-Stabilisator
Tunnel-Diode in Impuls-Restaurierungsstufe
Feldplatte in einer Schaltung als Magnetfeldfühler
Mehrfach-Transistor für Flüssigkeitsstands-Kontrolle
Ventildiode in Transistor-Schutzschaltung
Hallgenerator zur Drehgeschwindigkeitsüberwachung
Diac und Triac zum Wechselstrom-Einstellen

Thyristor-Tetrode in Verzögerungsschaltung 9
Integriertes Verstärkerkonzept in monostabiler Kippschaltung 14
Opto-Elektronik für Stromkonstanthalter 18
Doppelbasis-Diode (UJT) in Kippschaltung 21
Kaltleiter zum Rückkoppeln im Multivibrator 25
Spule und Kondensator im Resonanzkreis 29
Komplementäre Transistoren in Gleichspannungs-Speisegerät 34
Resonanzkreis und Zeigerdiagramm 37
Solarzellen als Gleichstromquelle 42
pnp-Transistorpaar für Schwellwertschalter 46
Mit Photoleitern ausgeführtes, einstellbares L-Glied 49
Integrierter Transistor in Zeitschalter 52
Schaltung mit Transistor als Druckfühler 60
Integrierte Z-Diode in Gleichspannungs-Konstanthalter 64
npn-Transistor in Miller-Integrator 68
Glimm-Schaltdiode für Relais-Abfallverzögerung .. 73

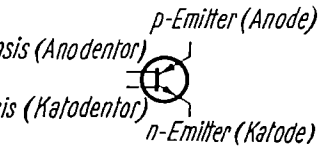
Thyristor-Tetrode in Verzögerungsschaltung

Das Bauelement

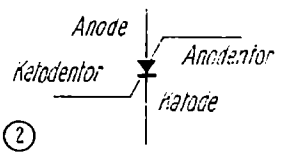
Die Thyristor-Tetrode ist ein Halbleiter-Bauelement, das mit Hilfe einer von zwei Steuerelektroden aus dem Sperrzustand in den Durchschaltzustand und — im Gegensatz zu den üblichen Thyristoren — außerdem aus dem Durchschaltzustand in den Sperrzustand gekippt werden kann.
Wie der Zusatz »Tetrode« andeutet, hat dieses Bauelement vier Elektrodenanschlüsse. Von ihnen können, wie bereits angedeutet, zwei Anschlüsse zum Steuern ausgenutzt werden.
Die Thyristor-Tetroden baut man üblicherweise für kleinere Leistungen als die meisten für weit höhere Ströme und Spannungen hergestellten sonstigen Thyristoren. Solche Thyristoren haben im Gegensatz zu den Thyristor-Tetroden nur drei Anschlüsse, nämlich je einen für Anode, Katode und Starter.
Man verwendet die Thyristor-Tetroden in Elektronik-Schaltungen als relativ schnell arbeitende, elektrisch kippbare Schalter.

Zwei Schaltzeichen

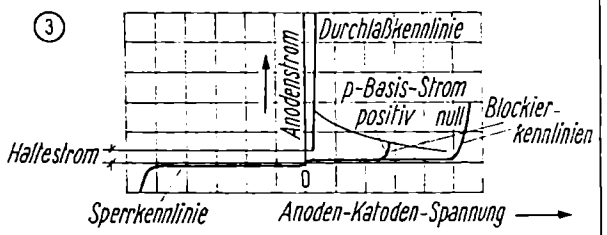
Bild 1 enthält das bei uns meistens verwendete Schaltzeichen. Die Pfeilspitzen in den Emitterstrichen geben Aufschluß über die konventionelle Richtung des Durchlaßstromes.
Bild 2 zeigt das andere der beiden für Thyristor-Tetroden üblichen Schaltzeichen. Es hat den Vorteil, den Thyristor als solchen klar erkennen zu lassen.
Die Anschlußbezeichnungen sind:
Anode oder **p-Emitter**
Katode oder **n-Emitter**
anodenseitige Steuerelektrode oder **Anodentor** oder **Anodengate** oder **n-Basis**
katodenseitige Steuerelektrode oder **Katodentor** oder **Katodengate** oder **Katodenstarter** oder **p-Basis**



Für Thyristortetroden kleinerer Leistung vielfach verwendetes Schaltzeichen ①



Schaltzeichen, wie es die Thyristor-Eigenschaft besser erkennen läßt: Dem normalen Thyristor-Schaltzeichen ist hier lediglich der Strich für das Anodentor zugefügt. ②



Die Thyristor-Ausgangskennlinien, die für die Thyristor-Tetrode gleichfalls gelten.

Anodenstrom-Anodenkatodenspannungs-Kennlinien

Bild 3 zeigt den Zusammenhang zwischen Anodenstrom und Anoden-Katoden-Spannung: Das Überschreiten eines jeweils bestimmten (positiven) Wertes der Anoden-Katoden-Spannung bewirkt das Kippen der Anoden-Strecke aus dem Sperrzustand in den Durchschaltzustand. Dieser Wert ist um so geringer, je höher man den einen der beiden Steuerströme bemißt.
Man arbeitet demgemäß vielfach mit einer konstanten Anoden-Katoden-Speisespannung und kippt die Anoden-Katoden-Strecke vom Sperrzustand in den Durchschaltzustand mit einem (sehr niedrigen) Steuerelektrodenstrom bzw. mit einer diesen Strom bewirkenden Steuerelektroden-Katoden-Spannung.

Mit einer Steuerspannung von entgegengesetztem, aber höherem Wert kann man das Bauelement aus dem Durchschaltzustand in den Sperrzustand zurückkippen.
Dieses Zurückkippen wird aber häufig statt dessen — auch hier, wie bei den sonstigen Thyristoren — mit dem Herabsetzen des Anodenstromes auf einen geringen Wert (den **Haltewert**) bewirkt.
Der Stromdurchgang durch die Thyristor-Tetrode kann statt mit einer positiven Spannung der katodenseitigen Steuerelektrode gegen die Katode auch mit einer negativen Spannung der anodenseitigen Steuerelektrode gegen die Anode gestartet werden.
Wird eine der Steuerelektroden der Thyristor-Tetrode nicht zum Steuern benutzt, so legt man sie (über einen Widerstand) an die Spannung für die ihr zugeordnete Hauptelektrode (Anode oder Katode).

Man verwendet mitunter die anodenseitige Steuerelektrode auch als Hauptelektrode. Hierbei ist der eben erwähnte Widerstand der Lastwiderstand (z. B. eine Relaiswicklung).

Eine Verzögerungsschaltung

Bild 4 veranschaulicht eine mit einer Thyristor-Tetrode arbeitende Verzögerungsschaltung.
Nach Schließen des Schalters S_1 wird der Kondensator

C_1 über die Widerstands-Reihenschaltung $(R_1 + R_2)$ von der Speisespannung gemäß der Zeitkonstante

$$C_1 \cdot (R_1 + R_2)$$

aufgeladen.

Sowie damit die Summe aus der Sperrspannung der Z-Diode D_2 und der Schleusenspannung der Eingangsstrecke der Thyristor-Tetrode erreicht ist, fließt der Steuerstrom, der die Anoden-Katoden-Strecke der Thyristor-Tetrode in den Durchschaltzustand kippt.

Der hiermit einsetzende Strom geht durch die Relaiswicklung und bewirkt so das Anziehen des Relaisankers.

Das Abfallen des Relaisankers wird mit Öffnen des Schalters S_1 erreicht. Im Anschluß an das Öffnen des Schalters kann sich der Kondensator C_1 über die Diode D_1 und den Widerstand R_1 rasch entladen.

Die **Verzögerungszeit** (die Zeitspanne vom Schließen des Schalters S_1 bis zum Anziehen des Relaisankers) ist hier mit der schon erwähnten Zeitkonstante $C_1 \cdot (R_1 + R_2)$ gegeben.

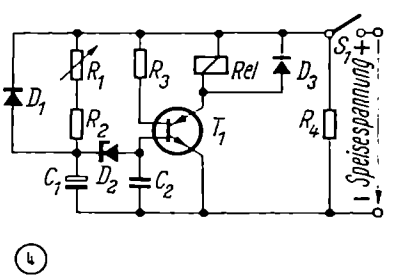
Als dazu gehörende Voraussetzung wählt man, wie das sinnvoll ist, die oben genannte Summe aus der Z-Diodenspannung und der Schleusenspannung der Thyristor-Eingangsdiode etwa gleich dem 0,63-fachen der Speisespannung:

Ein wesentlich kleinerer Anteil als das 0,63-fache der Speisespannung wäre insofern ungünstig, als man dann zu einer gegebenen Verzögerungszeit für die Zeitkonstante, d. h. für das Produkt $C_1 \cdot (R_1 + R_2)$ einen höheren Wert wählen müßte.

Mit einem beträchtlich über dem 0,63-fachen der Speisespannung liegenden Anteil erhielte man für das Einhalten einer bestimmten Verzögerungszeit eine geringere Sicherheit: Die Spannung am Kondensator C_1 nähme in dem Bereich, in dem sie das Starten des Stromdurchgangs zu bewirken hat, langsamer zu.

Stabilisieren der Schaltungsfunktion

Wenn es darauf ankommt, die Verzögerungszeit genauer einzuhalten, muß entweder die Speisespannung oder zumindest die Kondensator-Ladespannung stabilisiert werden. Doch bedeutet beides eine höhere Gesamtspannung.



Schaltung zum Verzögern des Relais-ansprechens gegen das Schließen des Schalters. Das zum Erreichen der Verzögerung dienende Zeitglied ist mit $(R_1 + R_2)$ und C_1 gegeben.

④

Bemessungshinweise

Die Widerstände R_2 und R_3 muß man so bemessen, daß die für die beiden Steuerelektroden höchstzulässigen Ströme nicht überschritten werden. Dabei rechnet man den erforderlichen Widerstands-Mindestwert aus, indem man die Speisespannung durch den höchstzulässigen Stromwert teilt. Der Widerstandswert der Reihenschaltung ($R_{1\,max} + R_2$) ist damit begrenzt, daß der hierüber fließende Steuerelektrodenstrom zum Durchschalten ausreichen muß.

Die **Wiederbereitschaftszeit** (die Zeitspanne vom Öffnen des Schalters S_1 bis zum hinreichend spannungslosen Zustand des Kondensators C_1) beträgt etwa

$$3 \cdot C_1 \cdot R_4$$

Einerseits wird man bestrebt sein, für R_4 einen kleinen Widerstandswert zu wählen, um die Wiederbereitschaftszeit abzukürzen. Anderseits aber darf der für die in Betracht gezogene Diode D_1 höchstzulässige Durchlaßstrom nicht überschritten werden. Außerdem sollte der Wert von R_4 mit Rücksicht auf die darin verlorengehende Leistung nicht zu klein sein. Der Kondensator C_2 sichert die Schaltung gegen ein unbeabsichtigtes Entsperren der Thyristor-Tetrode aufgrund von Störspannungs-Impulsen.

Für 30 V Speisespannung gelten beispielsweise:

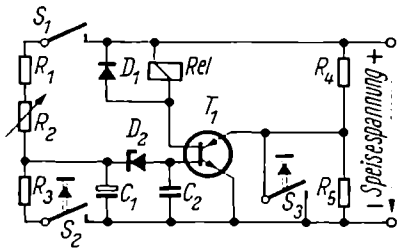
R_1	250 kΩ linear	
R_2	1 kΩ	
R_3	5 kΩ	
R_4	10 kΩ	
C_1	50 µF	
C_2	10 nF	
D_1	BAY 44	Siemens-Halbleiter-Bauelemente
D_2	BZY 83/C 18	
D_3	BAY 44	
T_1	BRY 20	
Rel	1,7 kΩ	

Eine Variante zu der Schaltung nach Bild 4

Hierbei liegt die Relaiswicklung — statt in der Anodenleitung — in der Leitung des Anodentors. Die Restspannung zwischen dem Anodentor und der Katode ist etwa halb so groß wie die Anoden-Katoden-Restspannung (nämlich etwa 0,5 V). Deshalb ergibt sich hiermit in der Thyristor-Tetrode eine auch nur halb so große Verlustleistung.

Mit dem Schließen des Schalters S_3 wird ein Abfallen des Relaisankers erreicht.

Mit dem Schließen des Schalters S_1 beginnt die Verzögerungszeit. Zum Entladen des Kondensators C_1 schließt man den Schalter S_2.



⑤

Eine Variante zu der Schaltung nach Bild 4. Hier liegt die Relaiswirkung in der Anodentor-Leitung. Auch dabei ist das Zeitglied mit (R_1 + R_2) und C_1 gegeben.

In dieser Schaltung gelten für 30 V Speise-Gleichspannung etwa

R_1	1 kΩ	
R_2	250 kΩ linear	
R_3	100 Ω	
R_4	5 kΩ	
R_5	5 kΩ	
C_1	50 µF	
C_2	10 nF	
D_1	BAY 44	Siemens-Halbleiter-Bauelemente
D_2	BZY 83/C 18	
T_1	BRY 20	
Rel	1,7 kΩ	

Wichtigstes über Thyristor-Tetroden

- Eine Thyristor-Tetrode ist ein Halbleiter-Bauelement, das als elektrisch kippbarer elektronischer Schalter dient.
- Die Thyristor-Tetrode ist ein schneller Schalter für kleinere Schaltleistungen (z. B. Siemens BRY 20 für 12 W).
- Die Thyristor-Tetrode läßt sich über eine ihrer beiden Steuerelektroden sowohl vom Sperrzustand in den Durchschaltzustand wie auch vom Durchschaltzustand in den Sperrzustand kippen.
- Die anodenseitige Steuerelektrode kann statt der Anode zum Anschließen der Last verwendet werden (also Lastwiderstand zwischen Pluspol der Speisespannung und entweder die Anode oder die anodenseitige Steuerelektrode).
- Eine nicht zum Steuern ausgenutzte Steuerelektrode wird an denselben Pol der Speisespannung gelegt wie die Hauptelektrode (Anode oder Katode), der sie zugeordnet ist.
- Dabei muß man mit einem in den Stromweg eingefügten Widerstand dafür sorgen, daß der höchstzulässige Steuerelektrodenstrom nicht überschritten wird.
- Für manche Typen ist es zulässig, die unbenutzte Steuerelektrode überhaupt nicht anzuschließen.

Integriertes Verstärkerkonzept in monostabiler Kippschaltung

Verstärkerkonzept

Darunter sei hier eine Schaltung verstanden, die — mit weiteren Bauelementen ergänzt — als selbständiger Verstärker oder als Verstärkerteil einer anderweitigen Schaltung zu verwenden ist.

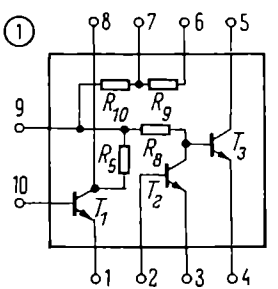
Monostabile Kippschaltung

So bezeichnet man eine Schaltung, der folgende beiden Eigenschaften charakteristisch sind:

- lediglich zwei Ausgangszustände, mit sprunghaftem Wechsel zwischen diesen Zuständen (Kippschaltung),
- von beiden Ausgangszuständen nur einer stabil, d. h. von Dauer (monostabile Schaltung). Eine solche Schaltung fällt also stets in ihren stabilen Zustand (ihren **Grundzustand**) zurück, wenn sie mit dafür passendem Beeinflussen ihres Eingangs zuvor aus diesem Zustand in den anderen der zwei für sie möglichen Zustände hinausgehoben wurde.

Schaltung des Verstärkerkonzepts

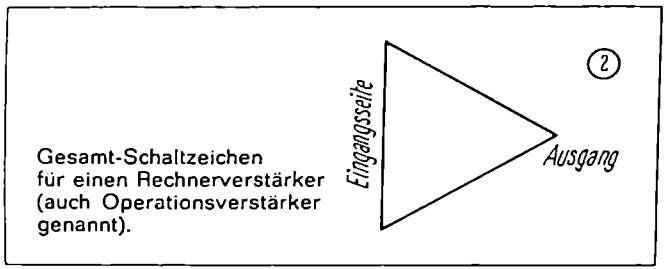
Bild 1 enthält den Schaltplan des integrierten Verstärkerkonzepts mit den dafür vorgesehenen Anschlußpunkten. Manchmal umrandet man den Schaltplan eines derartigen für Verstärker vorgesehenen Konzeptes mit einem gleichseitigen bzw. gleichschenkeligen Dreieck. Dieses ist dann so angeordnet, daß eine der drei Seiten (bzw. die Grundlinie) links senkrecht steht und die



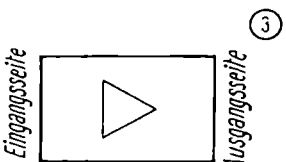
Innenschaltung des hier zugrunde gelegten Verstärkerkonzepts mit den Bezeichnungen der Anschlüsse. Die Transistorschaltzeichen sind hier nicht eingekreist, weil die Transistorsysteme da keine eigenen Gehäuse haben.

Spitze nach rechts weist **(Bild 2)**. Damit ist jedoch ein spezieller Verstärker, nämlich ein Operationsverstärker (Rechnerverstärker) gemeint.

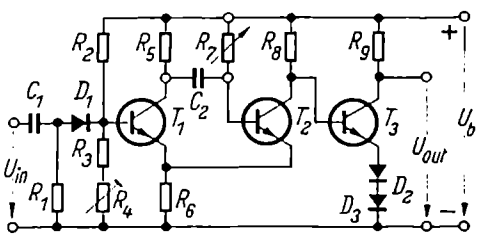
Mitunter findet man als Kurzzeichen für eine Schaltung nach Bild 1 auch ein Rechteck, in das ein kleines gleichseitiges Dreieck eingetragen ist **(Bild 3)**. Das Dreieck ist in diesem Sinne als Spitze eines Pfeiles aufzufassen, der vom Verstärker-Eingang auf den Verstärker-Ausgang weist. Das Zeichen nach Bild 3 ist jedoch einem vollständigen Verstärker (beliebiger Art) vorbehalten.
Wie Bild 1 zeigt, enthält die hier betrachtete integrierte Schaltung drei Transistor-Systeme und vier Widerstände. Die Numerierung der Widerstände entspricht dem mit **Bild 4** gezeigten Gesamtschaltplan.
Der Widerstand R_{10} ist in der Schaltung nach Bild 4, weil dort kurzgeschlossen, nicht wirksam. Deshalb wurde er in Bild 4 nicht eingetragen.
An R_1 stellt man die Schaltung so ein, daß der Transistor T_1 im Grundzustand gesperrt ist. Zum Grundzustand gehören außerdem der Durchschaltzustand des Transistors T_2 und damit der Sperrzustand des Transistors T_3: Im Grundzustand erhält der Transistor T_2 über den Widerstand R_7 einen Basisstrom, der seinen Durchschaltzustand bewirkt.
Der Widerstand R_6 ist so bemessen, daß an ihm bei durchgeschaltetem Transistor T_2 eine Spannung von rund 1 V auftritt.



Gesamt-Schaltzeichen für einen Rechnerverstärker (auch Operationsverstärker genannt).



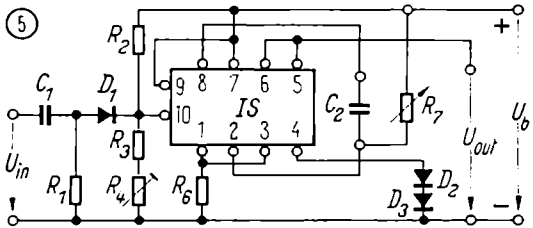
Allgemeines Schaltzeichen für einen vollständigen Verstärker. Das Dreieck kann man als Pfeilspitze auffassen, die von der Eingangsseite auf die Ausgangsseite weist.



Schaltung, in der das Verstärkerkonzept gemäß Bild 1 verwendet ist. Die Widerstandsbezeichnungen und die Transistorbezeichnungen stimmen in beiden Bildern überein.

Damit der Transistor T_3 trotz der so gegebenen und noch um die Collector-Emitter-Restspannung des Transistors T_2 erhöhten Spannung gesperrt bleibt, sind seinem Emitter die Dioden ($D_2 + D_3$) vorgeschaltet.
Dies bedeutet für Reihenschaltung der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_3 mit den beiden Dioden eine Schleusenspannung von insgesamt etwa $3 \cdot 0{,}7\,V = 2{,}1\,V$. Das ist wesentlich mehr als das eben genannte eine Volt.

Im Grundzustand ist der Widerstand R_5 stromlos, wobei an ihm keine Spannung herrscht. Der Kondensator C_2 liegt über den Widerstand R_5 mit seinem in Bild 4 links eingetragenen Belag am Pluspol der Speisespannung. Sein anderer Belag hat gegen den Minuspol der Speisespannung eine Spannung von ungefähr 1,9 V, nämlich etwa 1 V am Widerstand R_6 und dazu etwa 0,9 V an der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_2. Der Kondensator C_2 ist deshalb bei einer Speisespannung von 6 V auf rund 4 V aufgeladen.
Ein positiver Sprung der Eingangsspannung U_{in} um wenigstens ungefähr 1,5 V entsperrt (über den Kondensator C_1 und die Diode D_1) den Transistor T_1. Damit geht die Collector-Emitter-Spannung des Transistors T_1 sprunghaft auf den Restwert zurück (d. h. auf etwa 0,2 V). Dieser Spannungssprung wird über den Kondensator C_2 auf die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_2 übertragen. Da der Kondensator C_2 auf ungefähr 4 V aufgeladen ist, bedeutet das für den Transistor T_2 eine negative Basis-Emitter-Spannung von 3,8 V — und deshalb den Sperrzustand. Dieser bedeutet für T_3 den Durchschaltzustand.
Sofort beginnt das Entladen des Kondensators C_2, woran sich ein Umladen anschließt.
Der Transistor T_1 verbleibt inzwischen im Durchlaßzustand: Es stellt sich der Emitterstrom ein, mit dem die Spannung am Widerstand R_6 um etwa 0,8 V niedriger ist als die Spannung an dem Gesamtwiderstand ($R_3 + R_4$).
Hat mit dem Umladen des Kondensators C_2 die Summe aus der Collector-Emitter-Spannung des Transistors T_1 und der Kondensatorspannung den Wert der Schleusenspannung des Transistors T_2 (etwa 0,7 V) erreicht, so kippt der Transistor T_2 in den Durchlaßzustand zurück. Dabei werden über die Spannungs-Erhöhung am Widerstand R_6 der Transistor T_1 und mit der Spannung am Widerstand R_8 der Transistor T_3 gesperrt.
Hiermit ist der Grundzustand noch nicht ganz erreicht. Erst muß nämlich der Kondensator noch dem Grundzustand gemäß aufgeladen werden. Das erfordert eine Zeit, die mit ungefähr $3 \cdot R_5 \cdot C_2$ gegeben ist.
Die Dauer eines mit einem positiven Sprung der Eingangsspannung bewirkten Impulses der Ausgangsspannung beträgt etwa $C_2 \cdot R_7$.
Bild 5 zeigt den Schaltplan mit dem allgemeinen Zeichen für ein integriertes Verstärkerkonzept nach Bild 1.



Schaltung nach Bild 4 mit dem Verstärkerkonzept nach Bild 1 als Block.

Für eine Speisespannung von 6 V gelten (integriertes Verstärkerkonzept: Siemens TAA 151) folgende Werte:

R_1	100 kΩ
R_2	12 kΩ
R_3	2,5 kΩ
R_4	2,5 kΩ linear
R_5	3,5 kΩ
R_6	680 Ω
R_7	(10 . . . 200) kΩ linear
R_8	3,5 kΩ
R_9	320 Ω
R_{10}	1 kΩ
C_1	1 nF
C_2	gemäß Impulsdauer

D_1, D_2, D_3 je BAY 44 (Siemens-Halbleiter-Bauelemente)

Wichtigstes über integrierte Verstärkerkonzepte

- Integrierte Verstärkerkonzepte werden meistens entweder allgemein integrierte Schaltungen oder auch (nicht exakt) integrierte Verstärker genannt.
- Sofern es sich dabei nicht um eine vollständige Verstärkerschaltung handelt, muß die Schaltung mit weiteren Bauelementen ergänzt werden.
- Hierzu kann man von den Herstellern integrierter Verstärkerkonzepte Angaben erhalten.
- Als ergänzende Bauelemente kommen vor allem in Betracht: Kondensatoren, Einstellwiderstände bzw. Widerstände mit einstellbarem Abgriff, höher belastbare Festwiderstände und gegebenenfalls Spulen bzw. Wicklungen sowie manchmal vollständige Endstufen.
- Elemente der integrierten Verstärkerkonzepte sind vorwiegend Transistoren, Dioden und Widerstände.
- Der einfachen Herstellung wegen sieht man anstelle von Dioden hier vielfach als Dioden verwendete Transistoren vor.
- Da die Zahl der Einzelelemente integrierter Schaltungen deren Herstellungskosten kaum beeinflussen und weil man in integrierten Schaltungen beliebige Widerstandswerte nicht realisieren kann, umfassen derartige Schaltungen mitunter erstaunlich viele Einzelelemente.
- Den oft verwendeten Ausdruck »integrierter Schaltkreis« für integrierte Schaltung sollte man, weil schlecht, vermeiden.

Opto-Elektronik für Strom-Konstanthalter

Opto-Elektronik

Mit »Opto-Elekronik« (auch zu »**Optronik**« zusammengezogen) bezeichnet man Schaltungen, in denen man mit elektrisch erzeugten Licht- bzw. Infrarot-Strahlungen auf von diesen Strahlungen beeinflußbare Fühler koppelt.

Bauelemente für opto-elektronische Kopplungen

Welche Bauelemente man hierfür verwendet, hängt unter anderem davon ab, inwieweit ein mehr oder weniger träges Verhalten der Kopplungen zulässig ist.
Der Fachmann kennzeichnet den Grad dieser Trägheit mit der Angabe einer **oberen Grenzfrequenz**. Das ist im allgemeinen die Frequenz, bei der die mit der Kopplung übertragene Spannung nurmehr das 0,707-fache des für weit tiefere Frequenzen geltenden Wertes hat.
Mit der Frequenz ist hier die der Schwankungen der Strahlung gemeint.

Handelt es sich um niedrige Werte der oberen Grenzfrequenz (z. B. um wenige Hz), so können als Strahlungsquelle eine Glühlampe und als Strahlungsfühler ein Cadmium-Sulfid-Photoleiter (oft CdS-Widerstand genannt) dienen.
Für sehr hohe Grenzfrequenzen kommen als Strahlungsquelle eine Gallium-Arsenid-Diode und als Strahlungsfühler eine Photodiode oder ein Phototransistor in Betracht.

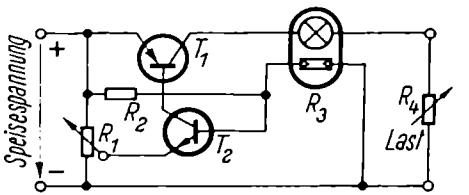
Stromkonstanthalter

Hierunter ist eine Schaltung zu verstehen, die — zwischen eine Gleichspannungsquelle und eine variable Last eingefügt — eine Konstanz des Laststromes auch bei erheblichem Schwanken der Speisespannung und des Laststromes bewirkt. Dafür genügt oft ein niedriger Wert der oberen Grenzfrequenz. So verwendet man im Rahmen der Opto-Elektronik für Stromkonstanthalter meistens die Kopplung zwischen einer Glühbirne als »Sender« und einem Photoleiter als »Empfänger«.

Eine Schaltung dieser Art

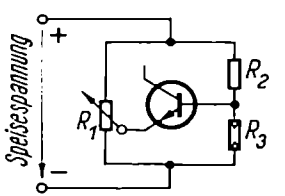
Bild 1 veranschaulicht eine solche Schaltung. In ihr liegt die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_2 als Brükken-Diagonalzweig zwischen dem Abgriff am Wider-

stand R_1 und dem Punkt, in dem der Widerstand R_2 mit dem Photoleiter R_3 verbunden ist **(Bild 2)**.
Derartige Brückenschaltungen, in denen der Brücken-Diagonalzweig (meistens ausschließlich) die Basis-Emitter-Strecke eines Transistors enthält, sind in Elektronik-Regelschaltungen häufig anzutreffen.
Hier stellt man am Widerstand R_1 für einen mittleren Wert des Lastwiderstandes und demgemäß für eine mittlere Strahlung der Glühlampe (d. h. für einen mittleren Wert des Photoleiter-Widerstandes) den Collectorstrom des Transistors T_2 so ein, daß damit der vom Transistor T_1 durchgelassene Strom den (vorgeschriebenen bzw. gewünschten) Sollwert annimmt.
Wenn der Lastwiderstandswert verringert wird, steigt der Laststrom an, der die Glühlampe durchfließt. Folglich nehmen ihre Strahlung und aufgrund dessen der Photoleiter-Leitwert zu. Das bedeutet eine Abnahme der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_2 und deshalb auch ein Absinken seines Collectorstromes. Dieser ist für den Transistor T_1 der Basisstrom. Zu verringertem Basisstrom gehört aber eine Zunahme des Gleichstromwiderstandes der Collector-Emitter-Strecke. Hiermit wird die eingangs erwähnte Zunahme des Laststromes auf einen sehr kleinen Bruchteil beschränkt. Man kann mit einer solchen Schaltung beispielsweise erreichen, daß der Laststromwert bei einer Zunahme des Lastwiderstandes von 0 Ω bis 1 Ω nur etwa auf das 0,98-fache zurückgeht.



①

Schaltplan eines Stromkonstanthalters mit einer Glühlampe und einem Photoleiter zur optoelektronischen Ankopplung des Transistors T_2, der den Transistor T_1 zu steuern hat.



②

Hier ist aus dem Schaltplan von Bild 1 die Brückenschaltung herausgezeichnet, auf deren eine Diagonale die Speisespannung einwirkt und in deren anderer Diagonale die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_2 liegt.

Bemessungshinweise

Den Einstellwiderstand R_1 bemißt man ungefähr mit (10 . . . 20) kΩ. Für ($R_2 + R_3$) kommen etwa 100 kΩ in Betracht. Dabei gilt für R_3 der Wert, der sich ergibt, wenn der Glühlampenstrom gleich dem Sollwert des Lastwiderstandes ist. Hierbei wählt man R_2 nicht sehr verschieden von R_3.

Die im Transistor T_1 maximal als Verlust zu buchende, d. h. in Wärmeleistung umgesetzte elektrische Leistung ergibt sich als Produkt aus dem Strom-Sollwert und dem Überschuß des Maximalwertes der Speisespannung über die zum Laststrom-Sollwert gehörende Glühlampen-Spannung.

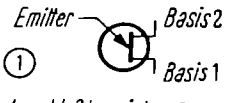
Der vom Laststrom durchflossene Transistor T_1 muß natürlich diesen Strom aushalten können. Außerdem ist zu beachten, daß an jedem der beiden Transistoren (maximal) nahezu die volle Speisespannung auftritt. Der Transistor T_2 kann ein npn-HF-Vorstufentransistor sein.

Wichtigstes über opto-elektronische Bauelemente

- Opto-elektronische Bauelemente sind Kopplungsglieder, in denen die Kopplung zwischen zwei elektrischen Stromkreisen über eine Licht- bzw. Infrarotstrahlung erfolgt.
- Hierzu gehört, daß das opto-elektronische Bauelement aus einer elektrisch betriebenen Licht- bzw. Infrarot-Strahlungsquelle und einem hiergegen elektrisch isolierten Licht- bzw. Infrarot-Strahlungsfühler besteht.
- Sind langsame Strom- bzw. Spannungsänderungen zu übertragen, so verwendet man als Strahlungsquelle vielfach eine Glühlampe und als Strahlungsfühler einen Photoleiter.
- Handelt es sich um das Übertragen rascher Änderungen, so kommen als Strahlungsquelle eine Gallium-Arsenid-Diode und als Strahlungsfühler z. B. eine Photodiode in Betracht.

Doppelbasis-Diode (UJT) in Kippschaltung

Schaltzeichen einer Doppelbasis-Diode. An die Basis 2 wird gegen die Basis 1 eine positive Hilfsspannung angelegt. Damit ergibt sich zwischen Emitter und Basis 1 ein Kippverhalten.



Bezeichnungen des Bauelementes

UJT ist die Abkürzung von **Unijunction-Transistor**. Das heißt: Transistor mit nur einer Sperrschicht. Nun gibt es aber die **Sperrschicht-Feldeffekt-Transistoren** (die FETs). Ein solcher Transistor hat ebenfalls nur eine Sperrschicht. Außerdem benimmt sich dieser tatsächlich so, wie es einem Transistor zukommt. Das tut der UJT nicht: Das Verhalten des UJT ähnelt eher dem eines etwas aus der Art geratenen Thyristors.

Man bezeichnet den UJT, wie mit der Überschrift angedeutet, auch als Doppelbasis-Diode. Dies ist gleichfalls nicht gerade schön. Mit »Diode« meint man nämlich sonst allgemein ein Bauelement, das nur zwei Anschlußpole hat. Der UJT hat aber drei Anschlüsse.

Bild 1 zeigt das Schaltzeichen. Davon gibt es mehrere Varianten. Sie unterscheiden sich im wesentlichen bezüglich der Stelle, an welcher der mit der Pfeilspitze versehene, stets deutlich schräg eingetragene Emitterstrich auf dem die »Basis« darstellenden dicken Strich endet.

Wie man in Bild 1 erkennt, werden die drei Anschlüsse der Doppelbasis-Diode »**Basis 1**«, »**Basis 2**« und »**Emitter**« genannt.

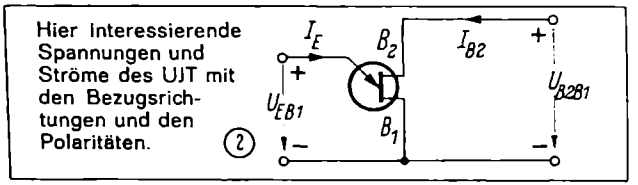
In **Bild 2** sind die hier interessierenden Spannungen und Ströme mit ihren Polungen bzw. Richtungen eingetragen.

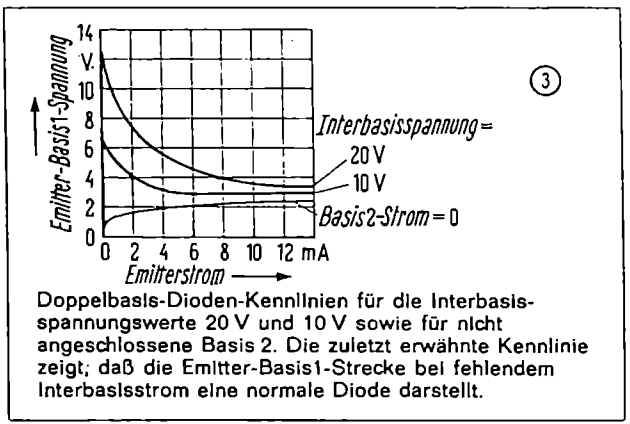
Das Verhalten der Doppelbasis-Diode

Man nutzt das Kippverhalten der Emitter-Basis1-Strecke der Doppelbasis-Diode aus. Der Basis 2-Anschluß dient lediglich zum Anlegen einer Hilfsgleichspannung, die zwischen Basis 2 (positiver Pol) und Basis 1 zur Geltung kommen soll. Diese Hilfsspannung wird **Interbasisspannung** oder auch **Zwischenbasisspannung** genannt.

Bei Vorhandensein einer solchen Spannung bleibt die Emitter-Basis1-Strecke im Sperrzustand, solange die Emitter-Basis1-Spannung einen bestimmten Wert (ihren **Höckerwert**) noch nicht erreicht hat.

Mit Erreichen dieser **Höckerspannung** kippt die Emitter-





Doppelbasis-Dioden-Kennlinien für die Interbasisspannungswerte 20 V und 10 V sowie für nicht angeschlossene Basis 2. Die zuletzt erwähnte Kennlinie zeigt, daß die Emitter-Basis1-Strecke bei fehlendem Interbasisstrom eine normale Diode darstellt.

Basis1-Strecke in den Durchlaßzustand. **Bild 3** zeigt das für die Interbasisspannung 10 V und 20 V.

Die Höckerspannung ist gleich der Summe aus der mit dem inneren Spannungsverhältnis multiplizierten Interbasisspannung und der Schleusenspannung, die bei abgeschalteter Basis 2 für die Emitter-Basis1-Strecke gilt.

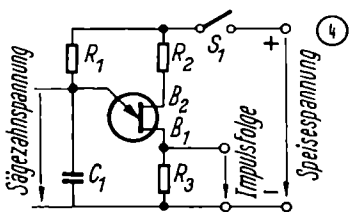
Das **innere Spannungsverhältnis** (Formelzeichen η, nämlich kleiner griechischer Buchstabe Eta) beträgt etwa 0,2 . . . 0,8. Die eben erwähnte Schleusenspannung kann ganz ungefähr mit 0,7 V angesetzt werden.

Die Kippschaltung

Hier handelt es sich um eine Schaltung, die eine Impulsfolge zur Verfügung stellt. **Bild 4** enthält den Schaltplan.

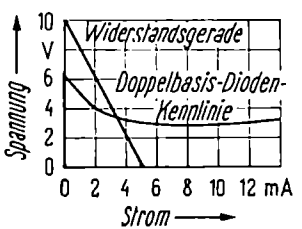
Nach dem Schließen des Schalters S_1 wird der Kondensator C_1 über den Widerstand R_1 aufgeladen. Die Emitter-Basis1-Strecke der Doppelbasis-Diode befindet sich dabei vorerst im Sperrzustand.

Hat die Kondensatorspannung die Höckerspannung



Eine Kippschaltung, in der das Kippverhalten der Emitter-Basis1-Strecke einer Doppelbasisdiode zum Erzeugen einer Folge positiver Impulse ausgenutzt wird. Die Pulsperiodendauer ist dem Produkt $C_1 \cdot R_1$ proportional. Am Kondensator C_1 ergibt sich eine Sägezahnspannung.

erreicht, so kippt die Strecke zwischen Emitter und Basis 1 der Doppelbasis-Diode in den Durchlaßzustand.
Als Folge hiervon entlädt sich der Kondensator jetzt über diese Strecke und den Widerstand R_3. Hierbei geht die Spannung des Emitters gegen die Basis 1 sprunghaft auf einen Wert zurück, der zum Aufrechterhalten des Durchlaßzustandes nicht mehr ausreicht. Folglich beginnt das Aufladen des Kondensators jetzt von neuem **(Bild 5)**.
Am Widerstand R_3 steht daher eine Folge von positiven Spannungsimpulsen zur Verfügung. Diese Impulse nutzt man beispielsweise zum Starten von Thyristoren und Triacs aus.

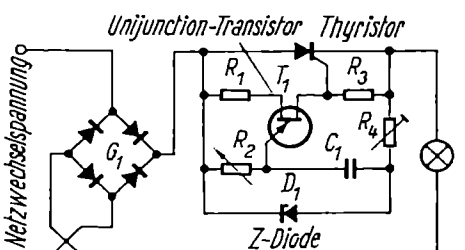


⑤

Kennlinienbild zum Schaltplan nach Bild 4. Es enthält die Doppelbasis-Dioden-Kennlinie von Bild 3 für eine Interbasisspannung von 10 V sowie eine Widerstandslinie für eine Speisespannung von ebenfalls 10 V und einen Widerstand R_1 von 2 kΩ. Das Kippen findet statt, wenn die Speisespannung auf 6,3 V angestiegen ist.

Verwenden der Schaltung zum Starten eines Thyristors

Bild 6 betrifft das Verwenden der Impulse, die beim Entladen des Kondensators C_1 hier über die Widerstände R_3 und R_1 am Widerstand R_3 auftreten, zum Starten eines Thyristors.
Am Widerstand R_2 kann man die Zeitspanne einstellen, die vom Beginn einer Wechselspannungs-Halbwelle an verstreicht, bis am Kondensator die Spannung erreicht ist, die der Höckerspannung zwischen Emitter und Basis 1 der Doppelbasis-Diode entspricht. Der damit am Widerstand R_3 bewirkte Spannungsimpuls startet den Stromdurchgang durch den Thyristor innerhalb einer jeden Halbwelle um so später, je langsamer das Laden



⑥

Schaltung zum Steuern des Thyristor-Stromflußwinkels. Der Kondensator C_1 wird während jeder Wechselspannungshalbwelle umso rascher nachgeladen, je kleiner der an R_2 eingestellte Widerstandswert ist.

des Kondensators erfolgt, d. h. je höher der an R_2 eingestellte Widerstandswert ist.
Wie Bild 6 erkennen läßt, wird die Reihenschaltung des Thyristors mit der als Lastwiderstand auftretenden Lampe über den Graetzgleichrichter G_1 mit einer pulsierenden Spannung gespeist. Die Z-Diode D_1 begrenzt die Spannung, die das Aufladen des Kondensators C_1 über den Widerstand R_2 (bei noch gesperrtem Thyristor) bewirkt.

Bemessungshinweise zur Schaltung nach Bild 4

Speisespannung (10 . . . 20) V, R_1 Kiloohm bis Zehner von Kiloohm, R_2 Hunderter von Ohm (im allgemeinen etwa 500 Ω), R_3 Zehner von Ohm (normalerweise höchstens 50 Ω), C_1 Zehner bis Hunderter von Nanofarad.
Für die Schaltung gemäß Bild 6 gelten ähnliche Werte. Die Z-Diode wählt man für eine Spannung von (10 . . . 20) V. Dabei muß die Speisespannung erheblich höher sein als die Referenzspannung der Z-Diode.

Wichtigstes über Doppelbasis-Dioden

- UJT ist die Abkürzung von Unijunction-Transistor. Dieses Halbleiter-Bauelement wird auch Doppelbasis-Diode genannt.
- Der UJT hat einen Emitter-Anschluß und zwei Basis-Anschlüsse (Basis 1 und Basis 2).
- Üblicherweise ist der UJT so ausgebildet, daß positive Spannungen der Basis 2 und des Emitters gegen die Basis 1 in Betracht kommen.
- Man legt den UJT mit der Basis 2 über einen Widerstand von z. B. 500 Ω an den Pluspol der Speisespannung und mit der Basis 1 über einen Widerstand mit einigen Zehnern von Ohm an den Minuspol der Speisespannung.
- Erhöht man die Spannung des Emitters gegen die Basis 1 auf den Höckerwert, der je nach Typ des UJT etwa das 0,2- bis 0,8-fache der Speisespannung beträgt, so kippt die Emitter-Basis1-Strecke des UJT aus ihrem Sperrzustand in den Durchlaßzustand.
- Das nutzt man häufig aus, indem man zwischen den Pluspol und den Minuspol der Speisespannung die Reihenschaltung eines Widerstandes mit einem Kondensator legt und den Emitter an den Verbindungspunkt dieser Reihenschaltung sowie die Basis 1 über einen Vorwiderstand an den Minuspol der Speisespannung anschließt.
- In dieser Schaltung ergibt sich bei Erreichen des Höckerwertes der Emitter-Basis1-Spannung (der Hökkerspannung) ein Entladestromimpuls. Dieser schließt sich über die Emitter-Basis1-Strecke des UJT und den der Basis 1 vorgeschalteten Widerstand.
- Der dabei an dem Basis1-Vorwiderstand auftretende Spannungsimpuls dient z. B. zum Starten eines Thyristors.

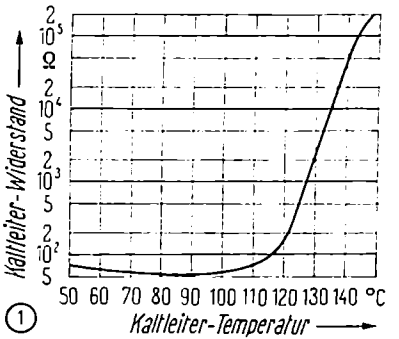
Kaltleiter zum Rückkoppeln im Multivibrator

Der Kaltleiter

Mit einem Kaltleiter meint man üblicherweise ein Halbleiter-Bauelement mit zwei Anschlüssen und der besonderen Eigenheit, daß der zwischen diesen Anschlüssen vorhandene elektrische Widerstand mit steigender Temperatur stark zunimmt. Man bezeichnet solche Kaltleiter häufig als **PTC-Widerstände** (positive temperature coefficient).

Bild 1 gibt ein Beispiel für den Zusammenhang des Widerstandswertes eines Kaltleiters mit dessen Temperatur. Ausgenutzt wird bei einem Kaltleiter nach Bild 1 der Temperaturbereich zwischen etwa 110 °C und 140 °C. Der Temperaturbereich, innerhalb dessen der Widerstandswert stark ansteigt, ist bei diesen Halbleitern nicht nur im Falle des Bildes 1 sondern meistens auch sonst ziemlich schmal.

Die einzelnen Kaltleitertypen unterscheiden sich voneinander in der Lage dieses Temperaturbereiches.



Typische Widerstands-Temperatur-Kennlinie eines Kaltleiters. Wegen des großen Widerstandsbereichs ist für den Widerstand ein logarithmischer Maßstab gewählt (Strecke für 100 = 10^2 bis 1000 = 10^3 ebenso lang wie z. B. Strecke von 2000 bis 20 000).

Die Temperaturbereiche, in denen der Anstieg des Widerstandswertes ausgenutzt wird, sind z. B. (50 . . . 80) °C, (90 . . . 120) °C, (130 . . . 160) °C.

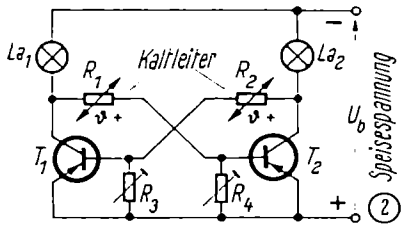
Zu den technisch in Betracht kommenden Kaltleitern rechnen übrigens auch mit Unterspannung betriebene **Glühlampen**. Sie werden aber als Kaltleiter heute nurmehr in seltenen Ausnahmefällen verwendet.

Der Multivibrator

Mit Multivibrator meint man eine astabile Kippschaltung, d. h. eine Schaltung, deren Zustand zwischen den zwei ihr möglichen Zuständen selbständig (periodisch) wechselt.
Manche Leute sagen, wenn sie einen Multivibrator meinen, »astabiler Multivibrator«. Dies ist eine Bezeichnung wie etwa der Ausdruck »weißer Schimmel«! Es gibt ferner Spezialisten, die Kippschaltungen, deren Zustand nur aufgrund eines von außen kommenden Anstoßes wechselt, ebenfalls »Multivibrator« nennen, obwohl da nichts vibriert.
Man sei somit bezüglich des Ausdruckes »Multivibrator« auf der Hut.

Eine Schaltung mit Kaltleitern und pnp-Transistoren

Bild 2 zeigt den Schaltplan eines mit Kaltleitern und pnp-Transistoren ausgestatteten Multivibrators.
Um die Funktion dieser Schaltung zu verfolgen, geht man beispielsweise davon aus, daß der Transistor T_2 gerade durchgeschaltet wurde. Zuvor waren der Transistor T_2 gesperrt und der Transistor T_1 durchgeschaltet.
Dabei lagen
der aus R_1 und R_1 bestehende Basisspannungsteiler des Transistors T_2 an der geringen Restspannung des durchgeschalteten Transistors T_1 sowie



Die Multivibratorschaltung mit zwei Glühlampen, die wechselweise zum Aufleuchten kommen, zwei Transistoren, zwei Kaltleitern und zwei Abgleichwiderständen.

der aus R_2 und R_3 gebildete Basisspannungsteiler des Transistors T_1 in Reihe mit der von einem für sie nur geringen Strom durchflossenen und daher fast kalten Lampe La_2 an der Speisespannung.
Es waren somit
der Kaltleiter R_1 nahezu stromlos und deshalb kalt,
der Kaltleiter R_2 aber von einem höheren Strom durchflossen, also erwärmt.
Dazu gehören für R_1 ein geringer und für R_2 ein hoher Widerstandswert.
Der gerade durchgeschaltete Transistor T_2 bekommt folglich über den zur Zeit niedrigen Widerstand R_1 einen hohen Basisstrom, was seinem Durchschaltzustand entspricht.

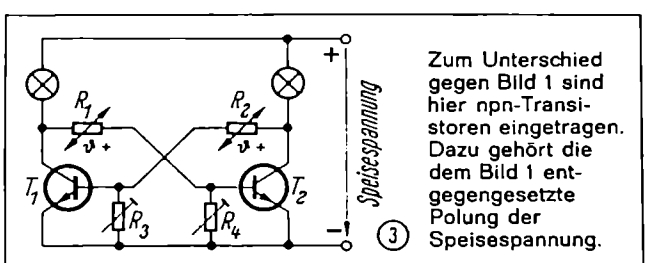
Der Transistor T_1 ist hierbei wegen der geringen Restspannung der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_2 gesperrt: Die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 hat jetzt einen Betrag, der unter dem der dafür geltenden Schleusenspannung liegt.
Der die augenblicklich nicht leuchtende Lampe La_1, den Kaltleiter R_1 und den Widerstand R_4 durchfließende Strom erwärmt diesen Kaltleiter. Damit steigt dessen Widerstandswert.
Als Folge hiervon sinkt nun der Betrag der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_2. Dabei unterschreitet er schließlich den Betrag der Schleusenspannung der Basis-Emitter-Diode dieses Transistors. Das bedeutet für den Transistor T_2 den Übergang in den Sperrzustand.
Mit dem Absinken des den Transistor T_2 und die Lampe La_2 durchfließenden Stromes steigt die Spannung an dem mit R_2 und R_3 gegebenen Spannungsleiter an.
Der Widerstandswert von R_2 ist vorerst gering. So gerät jetzt der Transistor T_1 in den Durchlaßzustand, der bald in den Durchschaltzustand übergeht.

Über das Bemessen der Schaltung

Genau genommen handelt es sich hier nicht um eine Kippschaltung. Deshalb müssen die Transistoren für verhältnismäßig hohe Verlustleistungen ausgelegt und auf passenden Kühlblechen montiert sein. Die **Spieldauer** (d. h. der Kehrwert der **Blinkfrequenz** einer der beiden Lampen) hängt von der Umgebungstemperatur und vom jeweiligen Wert der Speisespannung ab. Die Spieldauer ist im übrigen an den Widerständen R_3 und R_4 einstellbar.
Es gelten beispielsweise für 24 V Speisespannung entsprechend Bild 2:
R_1 und R_2 Kaltleiter P 390-E 1 (Siemens), R_3 und R_4 Einstellwiderstände je 100 Ω linear (einzustellen auf etwa 60 Ω), T_1 und T_2 Transistoren AUY 19 (Siemens), Lampen 20 V, 10 W.

Andere Transistoren

Bild 3 betrifft eine Variante dieser Schaltung für ein Bestücken mit npn-Transistoren z. B. BUY 14. Die Werte der übrigen Bauelemente sind dieselben wie die oben für Bild 2 angegebenen Werte.



③ Zum Unterschied gegen Bild 1 sind hier npn-Transistoren eingetragen. Dazu gehört die dem Bild 1 entgegengesetzte Polung der Speisespannung.

Wichtigstes über Kaltleiter

- Kaltleiter sind Widerstände mit (üblicherweise hohem) positivem Widerstands-Temperaturkoeffizienten.
- Wenn auch Drähte aus reinen Metallen und Glühlampen zu den Kaltleitern gehören, meint man mit Kaltleitern heute normalerweise nur die Kaltleiter aus Halbleitermaterial (PTC-Widerstände).
- Ihre Widerstandswerte steigen innerhalb eines Temperaturbereiches von einigen Zehnern Grad um mehrere Zehnerpotenzen an.
- Die Kaltleiter-Typen unterscheiden sich vor allem hinsichtlich der Temperatur, bei der der Anstieg des Widerstandswertes erheblich wird.
- Weitere Kennwerte der Kaltleiter sind

der **Anfangswiderstand** (Widerstand bei der **Anfangstemperatur**, d. h. bei der Temperatur, bei der der Widerstand mit steigender Temperatur zuzunehmen beginnt), oder

der **Nennwiderstand** (Widerstand bei 25 °C oder 20 °C bzw. bei Nenntemperatur).

die **Endtemperatur** (höchstzulässige Temperatur) und der hierzu gehörende **Endwiderstand**.

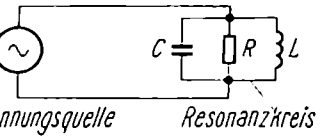
- Die **Nenntemperatur** ist die Temperatur, bei der der Widerstandswert des Kaltleiters auf das Doppelte seines Mindestwertes (seines Anfangswertes) angestiegen ist.

Spule und Kondensator im Resonanzkreis

Resonanzkreis

Unter einem Resonanzkreis versteht man einen Kondensator, der mit einer Spule so zusammengeschaltet ist, daß die Spule die beiden Kondensator-Beläge miteinander verbindet **(Bild 1)**.
In diesem Bild ist vermerkt, daß man bezüglich der Spule mit Verlusten zu rechnen hat. Es gibt natürlich keine verlustfreien Kondensatoren. Deren Verluste können jedoch gegenüber den Verlusten, die in der Spule auftreten, meistens vernachlässigt werden.

① Schaltplan eines Resonanzkreises. Der Resonanzkreis besteht aus einem Kondensator und einer diesen Kondensator überbrückenden Spule.



② (Parallel-) Resonanzkreis an eine Wechselspannungsquelle angeschlossen. In diesem Bild handelt es sich insofern um eine Resonanzkreis-Ersatzschaltung, als der Widerstand *R* für die Verlustleistung eingetragen ist, die in Wirklichkeit vor allem im Drahtwiderstand der Spule bei Fließen des Spulenstromes auftritt.

Der direkt gespeiste Resonanzkreis

Bild 2 veranschaulicht einen an eine Wechselspannungsquelle angeschlossenen Resonanzkreis. In ihm sind die Verluste mit einem ohmschen Widerstand *R* berücksichtigt. Dieser liegt dem Kondensator und der Spule des Resonanzkreises parallel. Es handelt sich somit in Bild 2 nicht um einen Schaltplan der tatsächlichen Schaltung, sondern um den einer **Ersatzschaltung**. Natürlich muß dafür der Wert des Widerstandes *R* so angenommen werden, daß die auf ihn entfallende Verlustleistung mit der Verlustleistung übereinstimmt, die sonst in der Spule aufträte.
Mit einem solchen ohmschen Parallelwiderstand stimmt die Rechnung nicht für sämtliche Frequenzen. Führt man aber die Verlust-Widerstands-Umrechnung für den Resonanzfall durch, so verhält sich eine Resonanzkreis-Ersatzschaltung nach Bild 2 in der näheren Umgebung der Resonanzfrequenz nicht merklich anders als die

tatsächliche Schaltung. Den Widerstand R bezeichnet man hierbei als **Resonanzwiderstand** (spezielles Formelzeichen R_0) oder noch genauer als **Parallel-Resonanzwiderstand**.
Wenn Spule und Kondensator — wie gemäß Bild 2 — in Parallelschaltung betrieben werden, spricht man von **Parallelresonanz** und von **Parallelresonanzkreis.**

Resonanz

Resonanz heißt im Grunde nichts anderes als Zurücktönen. Das bedeutet in der Akustik das Anregen von Schallschwingungen eines im Hörbereich schwingungsfähigen Gebildes mit einem Ton, auf den dieses Gebilde abgestimmt ist. Das Gebilde schwingt aus, wenn der es anregende Ton abgebrochen wurde. Beim Ausschwingen erzeugt das (resonierende) Gebilde von sich aus einen Ton, dessen Höhe (Frequenz) mit der auf die Resonanzfrequenz des Gebildes abgestimmten, das Gebilde anregenden Tones übereinstimmt: Das Gebilde tönt also zurück.
Für eine Resonanzschaltung aus Spule und Kondensator besteht die Resonanz innerhalb von Schaltungen darin, daß Spule und Kondensator bei der für sie gemeinsam geltenden Resonanzfrequenz völlig miteinander zusammenwirken. Das bedeutet, daß die Quelle hierbei lediglich die Verluste zu decken, d. h. die »Verlustleistung« zu liefern hat.

Resonanzkreis als verlustfrei vorausgesetzt

Zunächst sei angenommen, Spule und Kondensator mögen verlustfrei arbeiten. Es handle sich somit bei der Spule nur um eine Induktivität und beim Kondensator ausschließlich um eine Kapazität.
Die Spule werde an den zuvor aufgeladenen Kondensator derart angeschlossen, daß sie diesen überbrückt. Der Kondensator kann sich somit über die Spule entladen.
Gemeinsam mit dem Kondensator-Entladestrom, der als Spulenstrom in Gang kommt, baut sich ein Spulen-Magnetfeld auf.
Im aufgeladenen Kondensator war Arbeit in Form des elektrischen Kondensator-Feldes gespeichert. Die als elektrisches Kondensatorfeld gespeicherte Arbeit geht beim Aufbau des Spulen-Magnetfeldes in dieses über. Ein Magnetfeld stellt ebenfalls eine (als solches) gespeicherte Arbeit dar.
Solange der Kondensator nicht völlig entladen ist, besteht zwischen seinen beiden Belägen immer noch ein Spannungsrest. Dieser trägt zum weiteren Aufbau des Magnetfeldes und folglich auch zum Anstieg des Stromes bei.
In dem Zeitpunkt, in dem der Kondensator keine Ladung und somit auch keine Spannung mehr aufweist, sind für den Spulenstrom und das Magnetfeld die höchstmöglichen Werte erreicht: Alle Arbeit, die an-

fangs als elektrisches Kondensatorfeld gespeichert war, existiert jetzt als magnetisches Spulenfeld. Von nun an kann sich das Magnetfeld abbauen. Hierbei lädt der Spulenstrom den Kondensator in dem seiner ursprünglichen Ladung entgegengesetzten Sinn auf. So geht der Magnetfeld-Arbeitsinhalt wieder auf das elektrische Kondensatorfeld über.

Verluste und deshalb zugeführte Leistung

Das hier geschilderte Pendeln des Arbeitsinhaltes zwischen Magnetfeld der Spule und elektrischem Feld des Kondensators könnte sich nur dann ständig fortsetzen, wenn Spule und Kondensator völlig frei von Verlusten funktionieren würden. Das gibt es nicht.
Man kann dennoch Dauerschwingungen solcher Art erreichen. Zu diesem Zweck muß man das, was laufend an Arbeit verlorengeht, mit ständigem Zuführen elektrischer Leistung ersetzen.
Als solche elektrische Leistung kommt selbstverständlich nur eine Wechselstromleistung in Betracht, bei der die Frequenz der zu ihr gehörenden Wechselspannung mit der Resonanzfrequenz des Resonanzkreises übereinstimmt.

Resonanzfrequenz

Die Resonanzfrequenz ist die Frequenz des Pendelns des Arbeitsinhaltes zwischen elektrischem Kondensatorfeld und magnetischem Spulenfeld.

Was beeinflußt die Resonanzfrequenz?

Wir gehen zunächst wieder auf den verlustfrei arbeitenden Resonanzkreis zurück. Dieser wurde von uns damit zum Schwingen gebracht, daß wir die beiden Anschlußstellen des aufgeladenen Kondensators mit der Spule überbrückten.
Wir studieren zunächst den Einfluß der Höhe der Kondensatorspannung auf die Resonanzfrequenz und erkennen sofort:
Die Höhe der Spannung, auf die der Kondensator aufgeladen war, hat auf die Frequenz des Schwingens keinen Einfluß: Zu höherer Spannung gehören entsprechend höhere Werte des Stromes: Bei erhöhter Spannung steigert sich die Geschwindigkeit des Entladens und Ladens des Kondensators sowie Hand in Hand damit auch die des Magnetfeld-Aufbaues und -Abbaues. Die höheren Werte werden hiermit jeweils ebenso rasch erreicht wie die niedrigeren Werte bei geringerer Spannung.
Jetzt betrachten wir den Einfluß der **Kapazität:** Höhere Kapazität bedeutet bei gegebenem Wert der Spannung einen größeren Arbeitsinhalt des elektrischen Kondensatorfeldes. Das Umsetzen dieses Arbeitsinhaltes in den Arbeitsinhalt des Spulen-Magnetfeldes und das

umgekehrte Umsetzen beanspruchen längere Zeitspannen als sie sich mit geringerer Kondensator-Kapazität ergäben.
Zu höherer Kapazität gehören demgemäß längere Dauer einer Schwingungsperiode und deshalb niedrigere Schwingungsfrequenz als zu kleinerer Kapazität.
Nun kommen wir zur **Induktivität:** Größere Induktivität besagt bei gegebenem Wert des Stromes mehr im Magnetfeld gespeicherte Arbeit. Dazu gehören längere Zeiten für das Umsetzen des Magnetfeld-Arbeits-Inhaltes in das elektrische Kondensatorfeld und umgekehrt. Demgemäß führt höhere Induktivität ebenfalls zu längerer Dauer einer Schwingungsperiode und deshalb zu tieferer Schwingungsfrequenz.

Ergebnis der vorstehend geschilderten Betrachtung

Offenbar nimmt die Frequenz der Schwingungen ab, wenn man das Produkt aus Kapazität und Induktivität vergrößert.
Die Einheiten sind für die
Kapazität das **Farad**, wobei $1\,F = 1\,A \cdot s : V$,
und für die
Induktivität das **Henry**, wobei $1\,H = 1\,V \cdot s : A$.

Im Produkt aus Kapazität und Induktivität kürzen sich Volt und Ampere weg. Somit gehört zu diesem Produkt die Einheit $s \cdot s$. Die Einheit der Frequenz ist das Hertz, wobei $1\,Hz = 1 : s$. Hieraus folgt, da

$$s = \sqrt{s \cdot s}$$

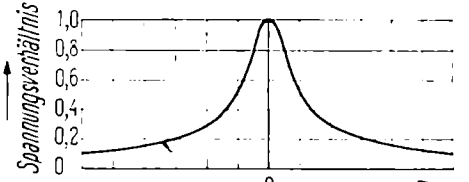
Die **Resonanzfrequenz** f_0 ist der Wurzel aus dem Produkt von Kapazität C und Induktivität L umgekehrt proportional.
Der Zusammenhang ist in der Tat gegeben mit:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C \cdot L}} \approx 0{,}16 \cdot \sqrt{\frac{1}{C \cdot L}}$$

(Um die Ursache des Auftretens des Wertes $2 \cdot \pi \approx 6{,}28$ werden wir uns beim Studium des übernächsten Kapitels kümmern.)
Das Produkt aus $2 \cdot \pi$ und der Frequenz wird **Kreisfrequenz** genannt. Dafür verwendet man das Formelzeichen ω (kleiner griechischer Buchstabe Omega).
Die Resonanzfrequenz eines Resonanzkreises ist die Frequenz seiner **Eigenschwingungen**. Das sind die Schwingungen, die er nach einem passenden Anstoß selbst ausführt. Die Resonanzfrequenz nennt man in diesem Sinne deshalb auch **Eigenfrequenz**.

Resonanzkurve

Hierunter versteht man beim Parallel-Resonanzkreis vielfach die Kurve, die die Spannung am Resonanzkreis für einen frequenzunabhängigen Wert des Stromes als Funktion der Frequenz darstellt **(Bild 3)**.
Oft bezieht sich eine solche Resonanzkurve aber statt



Eine Resonanzkurve. Sie zeigt hier, daß die Spannung am Parallelkreis (Bild 2) für einen kleinen Frequenzbereich (genau genommen für eine einzige Frequenz) bei frequenzunabhängigem Strom einen Höchstwert annimmt.

dessen auf den Fall, in dem es sich nicht um einen frequenzunabhängigen Strom, sondern um eine frequenzunabhängige Spannung an der Reihenschaltung eines ohmschen Widerstandes mit dem Resonanzkreis handelt.

Dabei entspricht das einem von einem frequenzunabhängigen Strom gespeisten Resonanzkreis, dessen ohmscher Widerstand gleich dem Widerstand der Parallelschaltung aus dem Vorwiderstand und dem dem Resonanzkreis eigenen ohmschen Widerstand ist.

Meistens liegt an dem Parallel-Resonanzkreis noch ein Lastwiderstand. In diesem Fall entspricht die Resonanzkurve der Gesamtschaltung der eines Parallel-Resonanzkreises, dessen ohmscher Parallelwiderstand (dessen Verlustwiderstand) mit der Parallelschaltung aus dem eigenen ohmschen Widerstand, dem Vorwiderstand und dem Lastwiderstand gegeben ist.

Die Resonanzkurve, die den Parallel-Resonanzkreis allein betrifft (frequenzunabhängiger Strom und keine angeschlossene Last), wird gelegentlich als **Leerlauf-Resonanzkurve** bezeichnet.

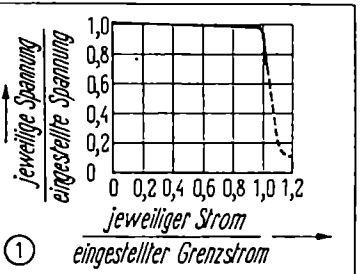
Wichtigstes über den Resonanzkreis

- Ein (Parallel)-Resonanzkreis besteht aus einem Kondensator und einer Spule, die die beiden Beläge des Kondensators miteinander verbindet.
- Im Resonanzkreis pendelt die Arbeit, die z. B. anfangs im aufgeladenen Kondensator als elektrisches Feld gespeichert war, zwischen diesem Feld und dem Spulen-Magnetfeld.
- Bei einem Pendeln eines Arbeitsinhaltes in einem Resonanzkreis treten Verluste auf — insbesondere in der Spule des Resonanzkreises.
- Das Pendeln des Arbeitsinhaltes im Resonanzkreis kann sich dann beliebig lange fortsetzen, wenn die entstehenden Verluste laufend passend ersetzt werden.
- Dieses Ersetzen der Verluste geschieht mit Hilfe einer Wechselspannungsquelle, für die Spule und Kondensator in Parallelschaltung als Belastung auftreten.
- Wenn die Wechselspannungsquelle lediglich den Strom liefern soll, mit dem die Verluste gedeckt werden, muß die Frequenz der Spannung der Wechselspannungsquelle mit der Resonanzkreis-Eigenfrequenz übereinstimmen.

Komplementäre Transistoren in Gleichspannungs-Speisegerät

Eine Übersicht

Es handelt sich hier um eine Schaltung, die bei Anschluß an das Wechselstromnetz eine Gleichspannung zur Verfügung stellt. Der Wert der Gleichspannung kann zwischen + 10 V und — 10 V beliebig gewählt werden. Die Schaltung wirkt bis zu einem einstellbaren Laststrom-Grenzwert einigermaßen als Konstantspannungsquelle. Wird der Lastwiderstand weiter herabgesetzt als das dem Laststrom-Grenzwert bei dem eingestellten Spannungswert entspricht, so steigt der Strom nicht weiter an. Statt dessen sinkt die Klemmenspannung ab. Demgemäß wird bei zu niedrigem Lastwiderstand aus der Konstantspannungsquelle bis zu einem gewissen Grad eine Konstantstromquelle. **Bild 1** veranschaulicht ein solches Verhalten mit einer Spannungs-Strom-Kennlinie.



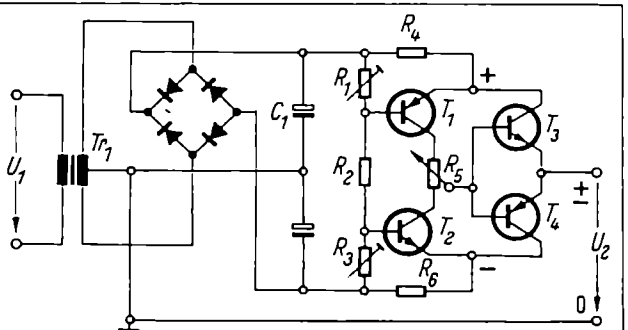
Spannungs-Strom-Kennlinie eines Gleichspannungs-Speisegerätes, das bis zu einem Grenzstrom als Konstantspannungsquelle und anschließend nahezu als Konstantstromquelle wirksam ist.

Die Schaltung

Das **Bild 2** zeigt die Schaltung. Der Anschluß an das Wechselstromnetz erfolgt über einen Transformator mit einer mittelangezapften Ausgangswicklung. Mit der **Mittelanzapfung** wird die über einen **Brückengleichrichter (Graetz-Schaltung)** gewonnene Gleichspannung von etwa 22 V halbiert. C_1 und C_2 sind die Ladekondensatoren für diese beiden Spannungen. Die Ausgangsspannung kann mit Verstellen des Abgriffes am Widerstand R_5 gewählt werden.

R_5 ist das Mittelstück eines Spannungsteilers, der außer aus R_5 aus den zueinander komplementären Transistoren T_1 und T_2 besteht. Steht der Abgriff am Widerstand R_5 in der Mitte, so ist die Basis-Emitter-Spannung jedes der beiden Transistoren T_3 und T_4 gleich Null. Diese Transistoren werden hiermit gesperrt.

Bewegt man den Abgriff beispielsweise nach der Plus-Seite, so erhalten die Transistoren T_3 und T_4 positive Basis-Emitter-Spannungen. Damit wird der pnp-Transistor T_4 weiter gesperrt und der npn-Transistor T_3 in den Durchlaßzustand gesteuert.



Schaltplan eines Gleichspannungs-Speisegerätes, an dem bei Anschluß an das Wechselstromnetz eine nach Polarität und Wert einstellbare nahezu lastunabhängige Gleichspannung verfügbar ist

Mit weiterem Verstellen des Abgriffs an R_5 nimmt der Collector-Emitter-Widerstand des Transistors T_3 ab, wozu ein Ansteigen der Ausgangsspannung U_2 von Null aus auf positive Werte gehört. Mit einem Verlegen des Abgriffs nach der Minus-Seite wird der Transistor T_4 aufgesteuert, womit man negative Werte von U_2 erhält.

Näheres zur Funktion als Konstantspannungsquelle

Die Basis-Emitter-Spannung setzt sich für Transistor T_1 und Transistor T_2 aus zwei Teilen zusammen, deren jeder an einem Widerstand auftritt. So gilt für T_1:
Am Widerstand R_4 entsteht als Folge des diesen Widerstand und teils den Transistor T_1, teils den Transistor T_3 durchfließenden Stromes ein positiver Anteil der Basis-Emitter-Spannung. Dieser Anteil nimmt mit dem Wert des eben genannten Stromes zu.
Außerdem tritt am Widerstand R_1 als Folge des diesen Widerstand durchfließenden Stromes eine Spannung auf, die für den Transistor T_1 als negativer Anteil der Basis-Emitterspannung wirksam wird.
Es sei nun ein positiver Wert der Ausgangsspannung U_2 eingestellt. Der an U_2 angeschlossene Lastwiderstand habe zunächst einen hohen Wert. In diesem Fall wird der Widerstand R_4 nur von einem geringen Strom durchflossen, der sich zusammensetzt

- aus dem jetzt niedrigen Laststrom und
- aus dem Strom, der über den Transistor T_1, den Widerstand R_5 sowie den Transistor T_2 geht.

Die Transistoren T_1 und T_2 sind durchgeschaltet. Es handelt sich deshalb bei ihnen und R_5 um einen Strom, der ungefähr mit

$$U_2 : R_5 \text{ gegeben ist.}$$

Mit zunehmendem Laststrom steigt die Spannung am Widerstand R_4 an. Solange der Betrag der (negativen) Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 den Betrag seiner Schleusenspannung noch um mehr als um etwa 0,1 V übersteigt, ändert sich am Durchschaltzustand des Transistors T_1 kaum etwas. Damit bleibt, wie man aus dem Schaltplan leicht erkennen kann, der Wert der an R_5 eingestellten Collector-Basis-Spannung des Tran-

sistors T_3 erhalten. Nun möge der Laststrom etwas weiter zunehmen. Daraus folgt ein Absinken der Last-Klemmenspannung U_2. Dieses Absinken der Spannung U_2 bedeutet für den Transistor T_3 eine Zunahme seiner Basis-Emitter-Spannung. Hierzu gehört ein verringerter Collector-Emitter-Widerstand, d. h. ein herabgesetzter Wert des mit ihm gegebenen Last-Vorwiderstandes. U_2 ist somit bis zu einem gewissen Grade gegen die Einflüsse von Laststromschwankungen stabilisiert.

Das Begrenzen des Laststromes

Die vorstehend geschilderten Zusammenhänge gelten nicht mehr, wenn der Laststrom ein gewisses Maß übersteigt. Dann kommt nämlich der Betrag der Spannung am Widerstand R_4 an den Betrag derjenigen Spannung heran, die am Widerstand R_1 herrscht. Hiermit wird der Transistor T_1 aus seinem Durchschaltzustand herausgesteuert: Der Widerstand seiner Emitter-Collector-Strecke steigt infolgedessen an. Als Folge davon ergibt sich, daß der im Schaltplan oben eingetragene Teilwiderstand des den Widerstand R_5 enthaltenden Spannungsteilers höher wird. Infolgedessen nimmt die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_3 ab. Das Ergebnis ist ein Begrenzen des Laststromes.
Vermindert man den Wert des Widerstandes R_1, so beginnt das Begrenzen bereits bei einem niedrigeren Wert des Laststromes.

Bemessungshinweise

Für die Bauelemente der Schaltung gelten beispielsweise die folgend genannten Daten. Die Transistoren T_3 und T_4 müssen auf Kühlbleche oder Kühlkörper montiert werden. Als Ausgangsspannung des Netztransformators kommen 2 x 10 V Effektivwert in Betracht.

R_1	100 Ω linear	C_1	2,5 mF	G_1	4 × BYY 31
R_2	1 kΩ	C_2	2,5 mF		
R_3	100 Ω linear	T_1	OC 468		
R_4	1 Ω	T_2	BSY 53		(alle Halbleiter-
R_5	500 Ω linear	T_3	BD 106 A		Bauelemente
R_6	1 Ω	T_4	2N 2061 A		Intermetall).

Wichtigstes über komplementäre Transistoren

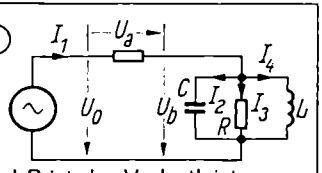
- Zueinander komplementäre Transistoren sind solche Transistoren, die bei entgegengesetzter Zonenfolge (npn und pnp) — abgesehen von der hiermit bedingt einander entgegengesetzten Polarität — weitgehend übereinstimmende elektrische Eigenschaften haben.
- Zueinander komplementäre Transistoren kann man miteinander derart in Reihe schalten, daß man entweder ihre Emitter oder ihre Collectoren verbindet.
- In einer solchen Reihenschaltung kann man die zueinander komplementären Transistoren als Spannungsteiler oder als Teile eines Spannungsteilers verwenden.

Resonanzkreis und Zeigerdiagramm

Die betrachtete Schaltung

Bild 1 enthält den Schaltplan. Darin ist links eine Wechselspannungsquelle eingetragen. Sie stellt eine Spannung U_0 mit konstantem Scheitelwert und veränderbarer Frequenz als Speisespannung zur Verfügung. An dieser Wechselspannungsquelle liegt die Reihenschaltung eines ohmschen Widerstandes, an dem die Spannung U_a auftritt, mit dem Resonanzkreis, der hier studiert werden soll. Dieser Resonanzkreis ist ein wenig idealisiert.

Den in dem Resonanzkreis auftretenden Verlusten ist ein ohmscher Widerstand R zugeordnet, der den dritten Zweig zur Parallelschaltung von Kondensator mit der **Kapazität** C und Spule mit der **Induktivität** L bildet. An dieser Parallelschaltung tritt die Spannung U_b auf.



Parallel-Resonanzkreis in Reihe mit einem Widerstand an einer Wechselspannungsquelle mit varlierbarer Frequenz. C und L sind als verlustfrei angenommen. Der Widerstand R ist der Verlustleistung zugeordnet.

Demgemäß gliedert sich die Gesamtspannung U_0 in die beiden Teilspannungen U_a und U_b. Das heißt:

$$U_0 = U_a + U_b$$

Der von der Wechselspannungsquelle bewirkte Strom I_1 ist die Summe aus dem Kondensatorstrom I_2, dem Widerstandsstrom I_3 und dem Spulenstrom I_4, also

$$I_1 = I_2 + I_3 + I_4$$

Die drei Leitwerte im Resonanzkreis

Wie Bild 1 zeigt, liegen R, C und L einander parallel. Der Gesamtleitwert (die **Admittanz**) dieser Schaltung ist daher die Summe der drei Leitwerte. Diese sind:

der Verlustleitwert G, gegeben als Kehrwert des Resonanzwiderstandes R, der als frequenzunabhängig angesehen werden darf,

der kapazitive Leitwert mit dem Betrag $\omega \cdot C$ und dem Wert $j \cdot \omega \cdot C$, wobei ω die **Kreisfrequenz** $= 2 \cdot \pi \cdot f \approx 6{,}28 \cdot f$ und f die Frequenz bedeuten, sowie

der induktive Leitwert mit dem Betrag $1 : (\omega \cdot L)$ und dem Wert $1 : (j \cdot \omega \cdot L) = -j : (\omega \cdot L)$, wobei wieder $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ ist.

j stellt den **Drehfaktor** dar, der auch **imaginäre Einheit** heißt. Er bedeutet ein Vorverdrehen um 90°, d. h. das Auftreten des Voreilens um ein Viertel einer Periode. So besagen

$$I_2 = I_C = j \cdot \omega \cdot C \cdot U_b:$$

Der Strom I_C hat den Betrag $\omega \cdot C \cdot U_b$ und eilt der Spannung U um ein Viertel einer Periode voraus, sowie

$$I_4 = I_L = -j \cdot U_b : (\omega \cdot L) :$$

Der Strom I_L hat den Betrag $U_b : (\omega \cdot L)$ und eilt der Spannung U_b (wegen — j) um ein Viertel einer Periode nach.

Das Zeigerdiagramm

Unter einem Zeigerdiagramm versteht man in der Elektrotechnik sowie damit auch in der Elektronik eine symbolische Darstellung von zeitlich sinusförmig verlaufenden Wechselspannungen und Wechselströmen bzw. von ebenso zeitlich verlaufenden irgendwelchen anderen Wechselgrößen.

Alle in einem Zeigerdiagramm gemeinsam dargestellten Wechselgrößen stimmen bezüglich ihrer Frequenz überein. Jedes Zeigerdiagramm gilt somit für die ihm zugrundeliegende Frequenz.

Als **Symbol** einer jeden Wechselgröße dient hierbei ein Zeiger. Die Zeigerlängen bemißt man im allgemeinen so, daß sie den Effektivwerten der Wechselgrößen entsprechen. Die Winkel zwischen den Richtungen der Zeiger veranschaulichen die gegenseitigen Phasenverschiebungen der den Zeigern zugrundeliegenden Wechselgrößen. Dabei kommt der volle Winkel (360°) einer Periode der mit Zeigern veranschaulichten Wechselgrößen gleich.

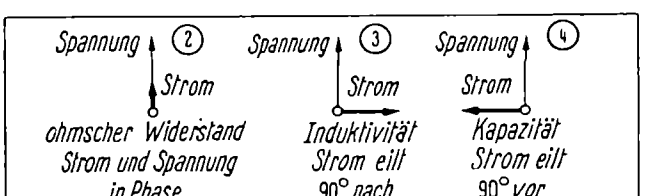
In diesem Sinne spricht man statt von einem Viertel einer Periode meistens von 90°.

Im Zeigerdiagramm entspricht üblicherweise dem Voreilen um ein Viertel einer Periode das Verdrehen des Zeigers um 90° gegen den Uhrzeigersinn.

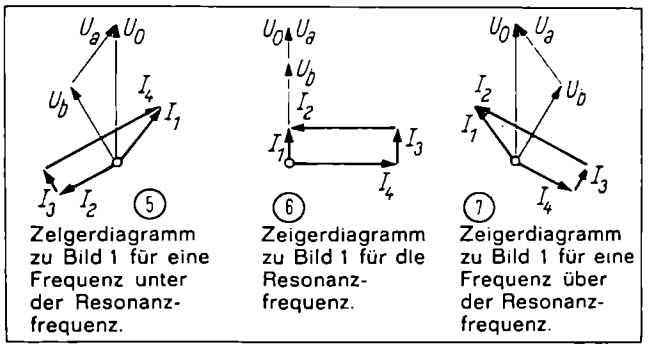
Die Phasenverschiebungen im Zeigerdiagramm

Bei einem ohmschen Widerstand sind Spannung und Strom miteinander phasengleich **(Bild 2)**. Die Phasengleichheit besteht gemäß Bild 1 zwischen U_b und I_3. Bei einer Induktivität eilt der Strom der Spannung um ein Viertel der Periode (um 90°) nach **(Bild 3)**. Das gilt in dem Fall, den Bild 1 zeigt, für den Strom I_4 gegen die Spannung U_b.

Bei einer Kapazität eilt der Strom der Spannung um ein Viertel einer Periode (um 90°) voraus **(Bild 4)**. Dazu gehören in der Schaltung nach Bild 1 der Strom I_2 und die Spannung U_b.



Zeigerdiagramme zu einem ohmschen Widerstand, zu einer Induktivität und zu einer Kapazität.



Zeigerdiagramm zu Bild 1 für eine Frequenz unter der Resonanzfrequenz.

Zeigerdiagramm zu Bild 1 für die Resonanzfrequenz.

Zeigerdiagramm zu Bild 1 für eine Frequenz über der Resonanzfrequenz.

Drei vollständige Zeigerdiagramme

Die **Bilder 5, 6** und **7** zeigen zu der Schaltung nach Bild 1 drei Zeigerdiagramme. Es empfiehlt sich, zunächst das Bild 6 zu studieren.

Es betrifft den **Resonanzfall**. In diesem Fall haben der kapazitive Strom I_2 und der induktive Strom I_4 übereinstimmende Beträge. Der eine Strom (I_2) eilt der Spannung U_b um 90° vor. Der andere Strom (I_4) eilt ihr um 90° nach. Daher sind diese zwei Ströme gegeneinander um 180° phasenverschoben und deshalb zueinander **gegenphasig:**

Das, was der Kondensator in dem einzelnen Zeitpunkt bei seinem Entladen an Leistung abgibt, nimmt in diesem Zeitpunkt die Spule auf.

Ebenso schluckt in jedem Zeitpunkt der Kondensator das, was die Spule beim Abbau ihres Magnetfeldes an Leistung frei gibt.

Kondensator- und Spulenstrom schließen sich somit innerhalb des Resonanzkreises. Folglich bleiben die Leitungen, mit denen der Resonanzkreis an die Wechselspannungsquelle angeschlossen ist, von diesem Strom völlig frei.

In den eben genannten Leitungen fließt lediglich der mit der Spannung U_b phasengleiche Strom I_3. Er ergibt — mit der Spannung U_b vervielfacht — die Verlustleistung. Im Resonanzfall ist demgemäß der Gesamtstrom I_1 mit dem »Verluststrom« I_3 identisch. Das zeigt Bild 6.

Die Spannung U_a an dem dem Resonanzkreis vorgeschalteten Widerstand (siehe Bild 1) stimmt bezüglich ihrer Phase mit der des Gesamtstromes überein, da dieser Widerstand als ohmscher Widerstand vorausgesetzt wurde. Die Gesamtspannung U_0 ist die Summe der beiden im Falle des Bildes 6 phasengleichen Teilspannungen U_a und U_b.

Jetzt betrachten wir das Bild 5. In ihm ist der Zeiger für I_4 länger als der Zeiger für I_2. Das heißt: Der Betrag des induktiven Leitwertes übertrifft den des kapazitiven Leitwertes. Mit anderen Worten: Der kapazitive Widerstand übertrifft hier den induktiven Widerstand.

Da mit steigender Frequenz der kapazitive Widerstand abnimmt und der induktive Widerstand zunimmt, liegt dem Bild 5 offenbar eine Frequenz zugrunde, die niedriger ist als die Resonanzfrequenz.

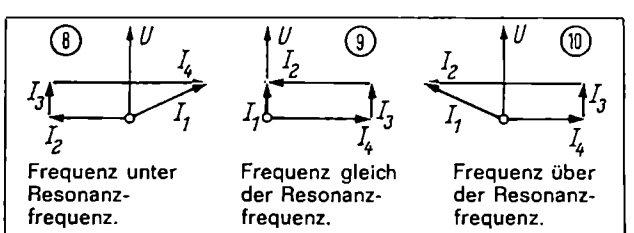
Hier überwiegt, wie bereits festgestellt, der Spulenstrom I_4 den Kondensatorstrom I_2. In den Leitungen, die die Quelle mit dem Resonanzkreis verbinden, fließt in diesem Fall der zuzuliefernde Anteil des Spulenstromes, d. h. der Anteil des Spulenstromes, der vom Kondensatorstrom nicht kompensiert wird, gemeinsam mit dem „Verluststrom" I_1.

Zu der Spannung U_b, die an dem Resonanzkreis auftritt, kommt, wie im Falle des Bildes 6, noch die Spannung U_a am Vorwiderstand hinzu. Zwischen dem Gesamtstrom I_1 und der Spannung U_a besteht wieder Phasengleichheit.

Das Studium des Bildes 7 dürfte nach Kenntnisnahme des Vorstehenden keine Schwierigkeiten bereiten. Es handelt sich dabei um eine über der Resonanz liegende Frequenz (kapazitiver Strom höher als induktiver Strom).

Einfachere Fälle

Wem die in den Bildern 5 . . . 7 gezeigten Diagramme etwas zu kompliziert erscheinen, studiere statt dessen erst einmal die **Bilder 8 . . . 10**. Diesen Bildern liegt der Fall zugrunde, daß der Resonanzkreis nicht über einen Vorwiderstand, sondern unmittelbar an eine für alle drei Fälle gleiche Wechselspannung U angeschlossen ist.



Frequenz unter Resonanzfrequenz. | Frequenz gleich der Resonanzfrequenz. | Frequenz über der Resonanzfrequenz.

Resonanzfrequenz

Im Resonanzfall besteht, wie aus dem Vorstehenden folgt, Gleichheit der Beträge für kapazitiven und induktiven Leitwert. Mit den Formelzeichen

L für die Induktivität

C für die Kapazität

ω_0 für die **Resonanz-Kreisfrequenz** $= 2 \cdot \pi \cdot f_0$ gilt daher: $\omega_0 \cdot C = \frac{1}{\omega_0 \cdot L}$ oder,

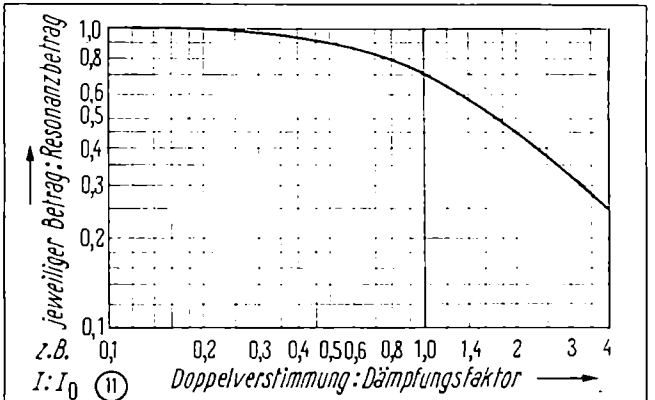
wenn wir auf beiden Seiten ω_0 als Faktor zufügen und beide Seiten außerdem durch C teilen:

$$\omega_0 \cdot \omega_0 = \omega_0^2 = \frac{1}{C \cdot L} \quad \text{und hiermit}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C \cdot L}} = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \text{ oder } f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C \cdot L}} \approx \frac{6{,}28}{\sqrt{C \cdot L}}$$

Resonanzkurven-Berechnung

Hierzu eignet sich **Bild 11**. Es zeigt, daß man zum Berechnen der einzelnen Punkte der Resonanzkurve die



Kurve als Mittel zum Berechnen von Resonanzkurven.

Resonanzfrequenz f_0 und den Dämpfungsfaktor d kennen muß.

Aus der Resonanzfrequenz f_0 ergibt sich für eine von f_0 abweichende Frequenz f

die **Doppelverstimmung** $y = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)$ bzw. $\left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0}\right)$

aus f_0, der Induktivität L und dem Resonanzwiderstand **(Parallelverlustwiderstand)** R bzw. dem in Reihe mit L wirksamen Widerstand **(Reihenverlustwiderstand)** r folgt der **Dämpfungsfaktor** so

$$d = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L}{R} = \frac{r}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L} \qquad \text{mit } 2 \cdot \pi \approx 6{,}28$$

Beim Rechnen beachte man, daß

$$1\ \text{Hz} = \frac{1}{\text{s}} \qquad 1\ \text{H} = 1\ \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A}} \qquad 1\ \Omega = 1\ \frac{\text{V}}{\text{A}}$$

Bild 11 zeigt, daß bis $y \approx 0{,}3$ z. B. $I : I_0 \approx 1$

ab $y \approx 3$ z. B. $I : I_0 \approx 1 : y$

Man braucht somit Bild 11 nur für $y = 0{,}3 \cdot d \ldots 3 \cdot d$.

Beispiel: $f_0 = 20$ kHz, $L = 12$ mH, $R = 2$ kΩ gesucht $I : I_0$ für $f = 25$ kHz.

$y = 1{,}25 - 0{,}8 = 0{,}45$

$$d \approx \frac{(6{,}28 \cdot 20 \cdot 10^3 : \text{s}) \cdot 12 \cdot 10^{-3}\ \text{V} \cdot \text{s} : \text{A}}{2 \cdot 10^3\ \text{V} : \text{A}} \approx 0{,}75$$

Zu $y : d = 0{,}45 : 0{,}75 = 0{,}6$ folgt aus Bild 11: $I : I_0 \approx 0{,}86$

Wichtigstes über Resonanz im Zeigerdiagramm

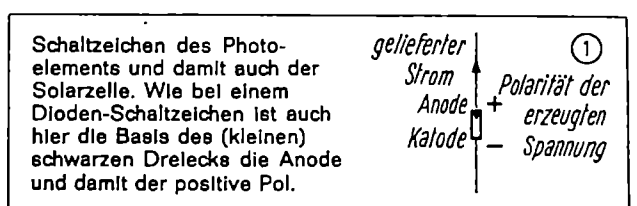
- In Resonanzschaltungen handelt es sich durchweg um Sinus-Wechselspannungen und Sinus-Wechselströme.
- Die Zusammenhänge zwischen Sinus-Wechselgrößen können im Zeigerdiagramm sehr übersichtlich dargestellt werden.
- Im Zeigerdiagramm kommt deutlich zum Ausdruck, daß sich im Resonanzfall des Parallel-Resonanzkreises der kapazitive Strom und der induktive Strom in bezug auf die Anschlußleitungen gegenseitig aufheben.
- Im Resonanzfall fließt in den Anschlußleitungen des Parallel-Resonanzkreises nur der zum Decken der Verluste notwendige, mit der Spannung phasengleiche Strom.

Solarzellen als Gleichstromquelle

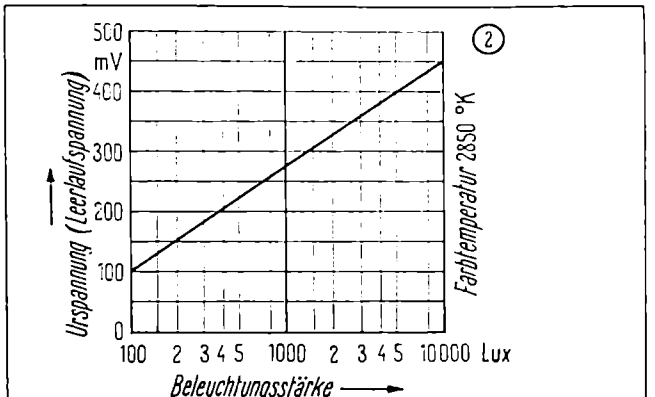
Solarzellen

Solarzellen sind (Halbleiter-)Photoelemente mit relativ großen lichtempfindlichen Flächen (z. B. Einer von Quadratzentimetern). **Bild 1** zeigt das Photoelement-Schaltzeichen. Die Photoelement-Urspannung steigt bei einer Lichtstrahlung mit einer Farbtemperatur von etwa 2850 °K mit zunehmender Beleuchtungsstärke so an, wie **Bild 2** das erkennen läßt.

Beim Bestrahlen mit Sonnenlicht von 100 mW/cm² Strahlungsleistungsdichte liegt die Urspannung um 550 mV. Der Kurzschlußstrom ist der Beleuchtungsstärke bzw. der Strahlungsleistungsdichte proportional. Der Solarzellen-Wirkungsgrad, nämlich das Verhältnis der an dem Anschluß der Solarzelle verfügbaren elektrischen Leistung zu der die strahlungsempfindliche Fläche treffenden Leistung der Sonnenstrahlung, beträgt etwa 0,08 W°. Mit W° ist angedeutet, daß es sich hier, wie für den Wirkungsgrad üblich, um ein Leistungsverhältnis handelt. Ob man das W° hinter die 0,08 setzt oder es wegläßt, bleibt sich übrigens gleich: W° = 1.



Schaltzeichen des Photoelements und damit auch der Solarzelle. Wie bei einem Dioden-Schaltzeichen ist auch hier die Basis des (kleinen) schwarzen Dreiecks die Anode und damit der positive Pol.



Zusammenhang der Urspannung des Photoelements bzw. der Solarzelle mit der Beleuchtungsstärke. Der Spannungsmaßstab ist linear. Für die Beleuchtungsstärke wurde wegen des großen Zahlenbereichs ein logarithmischer Maßstab gewählt (z. B. Abstand von 100 bis 1000 ebenso groß wie Abstand von 500 bis 5000).

Ein paar Begriffserklärungen

Die **Urspannung** ist die im Innern einer Quelle elektrischer Leistung vorhandene elektrische Spannung. Diese Spannung kommt zwischen den Anschlußstellen der Quelle nur dann voll zur Geltung, wenn die Quelle unbelastet (stromlos) ist. Die dann zwischen den Anschlußstellen (Klemmen) der Quelle auftretende Urspannung wird häufig **Leerlaufspannung** genannt. (Formelzeichen der Urspannung U_0).
Früher hatte man anstelle der Urspannung den Begriff **»elektromotorische Kraft«** (EMK) mit dem Formelzeichen *E*. Dabei herrschten Meinungsverschiedenheiten bezüglich des Vorzeichens für die zahlenmäßigen Werte.
Die **Farbtemperatur** kennzeichnet das Spektrum der Licht- bzw. Infrarotstrahlung, d. h. den Zusammenhang der Strahlungsleistungsdichte je Einheit der Strahlungswellenlänge mit der Strahlungs-Wellenlänge der Strahlung, die von der (ursprünglich schwarzen) Oberfläche eines auf diese Temperatur erhitzten Körpers ausgeht. Die Farbtemperatur wird in **Grad Kelvin** (°K) angegeben. Das Grad Kelvin stimmt mit dem Grad Celsius überein. Doch werden die Kelvingrade nicht von der Temperatur des schmelzenden Eises (0 °C), sondern von dem absoluten Nullpunkt (0 °K $\approx$ —273 °C) aus gezählt. Je höher die Farbtemperatur ist, desto größer sind im Spektrum die zu den kurzen Wellenlängen gehörenden Anteile der Strahlung. Mit zunehmender Farbtemperatur verschiebt sich das Spektrum von Infrarot über Rot, Rötlich, Gelb, Gelblich, Weiß ins Bläuliche.
Die **Beleuchtungsstärke** ist die der menschlichen Helligkeitsempfindung gemäß bewertete Strahlungsleistungsdichte je Einheit der von dieser Lichtstrahlung getroffenen Fläche. Die Maßeinheit der Beleuchtungsstärke ist das **Lux**.

Gleichspannungswandlung oft notwendig

Benötigt man geringe Leistungen, so genügen hierfür wenige Solarzellen. Dabei reicht trotz der Reihenschaltung dieser Zellen die Spannung meistens nicht aus, um mit ihr einen Akkumulator aufzuladen.
Die Zuhilfenahme eines Akkumulators ist aber bei Verwenden von Solarzellen zum Speisen von Schaltungen wegen der meistens schwankenden Beleuchtungsstärke oft unumgänglich.
Man hilft sich damit, daß man zwischen die aus Solarzellen aufgebaute Reihenschaltung und die Batterie mit dem an sie angeschlossenen Verbraucher einen passenden Gleichspannungswandler einfügt.
Als **Gleichspannungswandler** eignet sich für das Zusammenwirken mit einigen in Reihe geschalteten Solarzellen ein **Sperrwandler**. Dieser besteht eingangsseitig aus einer rückgekoppelten Transistorstufe, die den Solarzellenstrom periodisch unterbricht, und aus-

gangsseitig aus einer Gleichrichterschaltung. Das Hinaufsetzen der Spannung erfolgt dabei in einem Transformator mit drei Wicklungen.

Die **Eingangswicklung** wird von dem periodisch unterbrochenen Solarzellenstrom durchflossen. Ausgenutzt wird hierbei, wie mit der Bezeichnung »Sperrwandler« angedeutet ist, die Überspannung, die sich am Transformator beim Sperren des Transistors und damit des Transformator-Eingangsstromes ergibt.

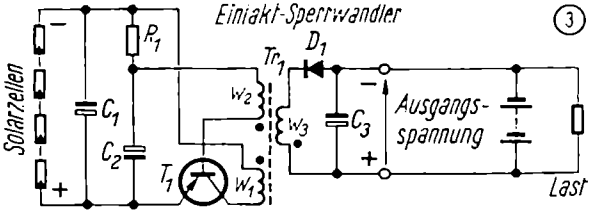
Die **Rückkopplungswicklung** liefert die den Transistor steuernden Impulse an dessen Basis-Emitter-Strecke.

An der **Ausgangswicklung** treten die sich beim Sperren des Transistors ergebenden Spannungsimpulse mit den hinaufgesetzten Werten auf.

Der Sperrwandler

Während der Solarzellenstromkreis über den Transistor geschlossen ist, steigt der den Transistor und die Transformator-Eingangswicklung durchfließende Solarzellenstrom an. Hand in Hand damit baut sich in dem Transformator-Kern ein Magnetfeld auf. Die so in Form des Magnetfeldes gespeicherte Arbeit entlädt sich jeweils beim Sperren des Transistors über den Gleichrichter teils in die nachzuladende Batterie, teils in die an die Batterie angeschlossene Belastung.

Ein solcher Sperrwandler hat den hier wesentlichen Vorteil, daß seine Ausgangsspannung nicht starr von dem jeweiligen Wert der Eingangsspannung abhängt. Der Wert der von den Solarzellen stammenden Eingangsspannung des Spannungswandlers schwankt nämlich wegen der wechselnden Beleuchtung der Solarzellen in einem großen Bereich.



Schaltung mit Solarzellen und einem Sperrwandler, der über einen Einweggleichrichter die Last versorgt und einen Akkumulator nachlädt.

Die Schaltung

Bild 3 enthält den Schaltplan. Als Quelle der elektrischen Leistung dienen vier miteinander in Reihe liegende Solarzellen. Als Schalter wird hier ein Germanium-Transistor verwendet, weil bei Germanium-Transistoren die Collector-Emitter-Restspannung und die Basis-Emitter-Schleusenspannung niedrigere Beträge haben als bei Silizium-Transistoren.

In Bild 3 sind mit den Punkten die Anfänge der gleichsinnig gewickelten Wicklungen markiert.
Man erreicht mit dem Sperrwandler bei einer Pulsfolgefrequenz von ungefähr 10 kHz einen Wirkungsgrad von etwa 0,6 W°. Bei einer Spannung der Solarzellen-Batterie zwischen 0,5 V und 2 V betragen der Eingangsstrom rund 2,5 mA und die Ausgangsleistung 3 mW. Damit kann eine 6 V-Batterie aufgeladen werden.

Bemessung

Die verwendeten Bauelemente sind: 4 Siemens-Solarzellen BPY 45, Siemens-Transistor AC 23, Siemens-Ventildiode AAY 27, Siemens-Siferrit-Schalenkern B 65 561-A 0250-A 022. Hierzu gehören $C_1 = 100\ \mu F$, $C_2 = 10\ \mu F$, $C_3 = 10\ \mu F$, $R_1 = 5\ k\Omega$, $w_1 = 270$ Windungen 0,1 CuL, $w_2 = 60$ Windungen 0,08 CuL, $w_3 = 1000$ Windungen 0,05 CuL. (**CuL** ist die Abkürzung von Kupferdraht mit Lackisolation; die davor stehende Zahl bedeutet den Drahtdurchmesser in Millimetern.)

Wichtigstes über Solarzellen

- Solarzellen sind Photoelemente mit Flächen von wenigen Einern von Quadratzentimetern.
- Eine Solarzelle stellt bei Einstrahlen von Sonnenlicht eine Urspannung von ungefähr 550 mV zur Verfügung.
- Der Solarzellen-Kurzschlußstrom steigt proportional der Strahlungsleistungsdichte der Strahlung an, die die lichtempfindliche Fläche trifft.

pnp-Transistorpaar für Schwellwertschalter

Transistorpaar

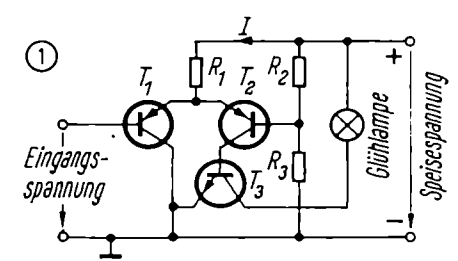
Ein Transistorpaar besteht aus zwei Transistoren mit einander gleichen Eigenschaften, d. h. aus zwei Transistoren desselben Typs und außerdem nach Möglichkeit als zueinander passend ausgesucht. Oft haben diese Paare ein gemeinsames Gehäuse.
Dabei ist zu beachten, daß mitunter auch ein pnp-Transistor und ein npn-Transistor so ausgesucht werden, daß ihre (gegensätzlichen) Eigenschaften zueinander passen. Man bezeichnet das als **gepaarte** oder besser als **paarweise ausgesuchte,** (zueinander) **komplementäre Transistoren.**

Schwellwertschalter

Ein Schwellwertschalter schaltet einen Strom, wenn die ihn steuernde Spannung eine Spannungsschwelle passiert. Am bekanntesten unter den elektronischen Schwellwertschaltern sind wohl die Schmitt-Trigger.

Eine andere Schwellwertschalter-Schaltung

Bild 1 zeigt den Schaltplan des Schwellwertschalters. T_1 und T_2 bilden ein Transistorpaar.
Die Emitter-Basis-Spannung des Transistors T_1 ist der Überschuß der Speisespannung über die Summe der Spannung am Widerstand R_1 (nämlich der Spannung $I \cdot R_1$) und der Eingangsspannung.
Positive Emitter-Basis-Spannung bedeutet negative Basis-Emitter-Spannung, wie sie zum Durchlaßzustand eines pnp-Transistors gehört. Bei niedrigem Wert der Eingangsspannung befindet sich der Transistor T_1 daher im Durchlaßzustand.
Stimmt der Überschuß der Speisespannung über die



Schwellwertverstärker bestehend aus einem Differenzverstärker und einer Endstufe. In der Collectorleitung des Endstufen-Transistors liegt die die Belastung darstellende Glühlampe.

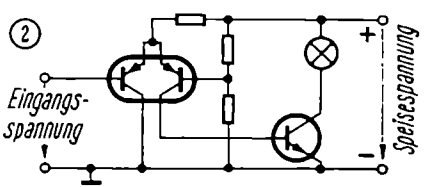
Eingangsspannung mit der am Widerstand R_2 (des aus R_2 und R_3 bestehenden Spannungsteilers) abgegriffenen Spannung überein, so sind die Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_1 und T_2 einander gleich. Diese beiden Transistoren werden dabei von einander gleichen Strömen durchflossen. Der Collectorstrom des Transistors T_2 ist gleichzeitig der Basisstrom des Transistors T_3. Aufgrund dieses Stromes befindet sich der Transistor T_3 im Durchschaltzustand. Am Transistor T_3 tritt demgemäß nur eine geringe Collector-Emitter-Restspannung auf (z. B. 0,2 V). Die Lampe liegt jetzt an der (um diese Restspannung geringfügig herabgesetzten) Speisespannung.

Steigt die Eingangsspannung an, so ändert das an dem Zustand des Transistors T_3 nichts Nennenswertes: Der Transistor T_1 wird mit der erhöhten Eingangsspannung gesperrt. Damit entfällt sein Emitterstrom. Statt dessen fließt nun durch R_1 ein erhöhter Emitterstrom des Transistors T_2. Hierzu gehört ein dementsprechend höherer Collectorstrom des Transistors T_2. Mit diesem Strom wird der bereits durchgeschaltete Transistor T_2 noch etwas weiter durchgeschaltet.

Sinkt die Eingangsspannung ab, so kommt, wie bereits eingangs erwähnt, der Transistor T_1 in den Durchlaßzustand. Das bedeutet einen höheren Wert des Stromes I, der den Widerstand R_1 durchfließt. Die deshalb am Widerstand R_1 angestiegene Spannung sperrt den Transistor T_2, weil die Spannung am Widerstand R_2 von der Eingangsspannung unbeeinflußt bleibt. Mit dem Sperren des Transistors T_2 ist auch der Transistor T_3 gesperrt. Zum Übergang zwischen Sperr- und Durchschaltzustand des Transistors T_3 genügt hier eine Änderung der Eingangsspannung um nur 0,1 V. Will man dies voll ausnutzen, so muß die Speisespannung stabilisiert werden. Außerdem müssen die Widerstände R_2 und R_3 konstante Werte haben.

Die Eingangsspannung, bei der der Schwellwertschalter schaltet, stimmt mit der Spannung an R_3 näherungsweise überein. Zulässig sind hier Eingangsspannungen, die von der Spannung am Widerstand R_3 nach oben oder unten bis zu etwa 4 V abweichen.

Mit Doppeltransistor statt der beiden Einzeltransistoren sieht der Schaltplan so aus, wie **Bild 2** das zeigt.



Die mit Bild 1 für Einzeltransistoren dargestellte Schaltung enthält hier für den Differenzverstärker einen Doppeltransistor, d. h. zwei Transistoren in einem ihnen gemeinsamen Gehäuse.

Differenzverstärker

Die beiden Transistoren T_1 und T_2 bilden gemeinsam mit den Widerständen R_1, R_2 und R_3 einen Differenzverstärker. Dieser bietet als Vorteile: Hohe Empfindlichkeit gegenüber Schwankungen der Eingangsspannung und geringer Einfluß der Umgebungstemperatur.
Manche Leute bezeichnen solche Differenzverstärker auch als **Differentialverstärker.** Das ist falsch.
Ein Differenzverstärker ist ein Verstärker, bei dem anstelle der Eingangsspannung allein die Differenz zwischen dieser und einer (gleichbleibenden) Bezugsspannung zur Geltung kommt. Ein Differenzverstärker hat somit außer einer Eingangsstufe eine mit ihr zusammenwirkende Vergleichsstufe.

Bemessungshinweise

Speisespannung	6 V	12 V
Lampenleistung	0,6 W	2,2 W
R_1	220 Ω	270 Ω
R_2	560 Ω	680 Ω
R_3	560 Ω	470 Ω
Spannung an R_3	3 V	5 V

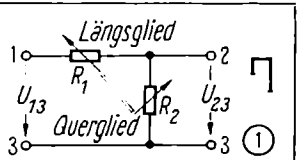
Wichtigstes über Transistorpaare

- Ein Transistorpaar besteht aus zwei Transistoren desselben Typs mit einander weitgehend gleichen elektrischen Eigenschaften.
- Solche Transistorenpaare werden vielfach in Differenzverstärkern verwendet.
- In dem Differenzverstärker sind die Emitter der beiden Transistoren üblicherweise zusammengeschaltet, wozu ein gemeinsamer Emitter-Vorwiderstand gehört.
- Die Basis des einen Transistors steht dabei unter dem Einfluß der Eingangsspannung. Die Basis des anderen Transistors ist an den Abgriff eines Basisspannungsteilers angeschlossen.
- Dieser Basisspannungsteiler liegt an der Speisespannung oder an einer davon abgeleiteten stabilisierten Spannung.
- Spricht man von paarweise ausgesuchten Transistoren (auch als gepaarte Transistoren bezeichnet), so sind damit möglicherweise zwei zueinander komplementäre Transistoren (ein pnp-Transistor und ein npn-Transistor) gemeint.

Mit Photoleitern ausgeführtes einstellbares L-Glied

Das L-Glied

So bezeichnet man die Kombination zweier Widerstände, wobei einer als **Längswiderstand** in der Lastzuleitung liegt und der andere als **Querwiderstand** mit dem Lastwiderstand eine Parallelschaltung bildet. Die Bezeichnung »L-Glied« stammt daher, daß man die Widerstands-Schaltzeichen einer solchen Widerstands-Kombination in den Schaltplänen meistens einem (umgekehrten) **L** gemäß einträgt **(Bild 1)**. Ein L-Glied bedeutet aber im Grunde nichts anderes als einen Spannungsteiler. Ein einstellbares L-Glied (fälschlich oft **L-Regler** genannt) ist üblicherweise so ausgebildet, daß gemeinsam mit dem Längswiderstand der Querwiderstand im entgegengesetzten Sinn geändert wird. Das entspricht im Prinzip einem solchen einstellbaren Spannungsteiler, der ausgeführt ist als ein Widerstand mit einem Abgriff, dessen Stellung längs des Widerstandes beliebig geändert werden kann.



Schaltplan eines einstellbaren L-Gliedes. Die Verstellorgane des Längs- und Querglledes sind in der Weise mechanisch gekoppelt, daß sich beim Verstellen die Widerstandswerte gegenläufig ändern.

L-Glied mit Glühlämpchen und Photoleitern

Das L-Glied selbst besteht hierbei aus zwei Photoleitern, die so geschaltet werden, wie die Widerstände R_1 und R_2 in der Schaltung nach Bild 1. Die Glühlämpchen beeinflussen mit ihrem Licht die Photoleiter. Es handelt sich daher hier um einen Fall von **Opto-Elektronik.**

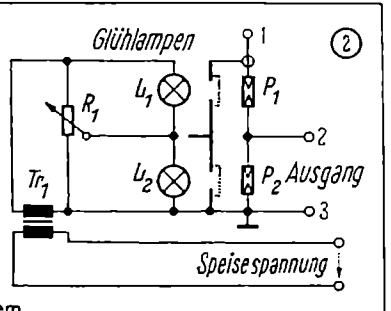
Anwendungsbeispiel für ein mit Photoleitern gebildetes L-Glied

Beispielsweise stellt sich in elektroakustischen Anlagen oft die Aufgabe, von einer Tonfrequenzspannung U_{13} eine Teilspannung U_{23} wählbar abzugreifen, wobei der Einstellort von der Tonfrequenzschaltung einen größeren Abstand hat.
Leitungen, die die Spannungen U_{13} und U_{23} führen, von der Schaltung bis zum Einstellort zu ziehen, ist meistens recht ungünstig: Dabei stören die Leitungskapazitäten und die Möglichkeit von Störbeeinflussungen.
Ein Mittel zum Ferneinstellen der Schaltung besteht

darin, ihr L-Glied aus Photoleitern (Photowiderständen) aufzubauen und deren Leitwerte mit dem Licht (genauer: mit der Strahlung) von Glühlämpchen zu beeinflussen. Man benötigt dazu zwischen Einstellort und Schaltung nur eine dreiadrige Leitung, die lediglich für die Ströme und Spannungen der beiden Glühlämpchen bemessen zu seln braucht. Zum Speisen der Glühlämpchen kann man nach Belieben Gleich- und Wechselspannungen verwenden.

Eine Schaltung solcher Art

Bild 2 zeigt sie. Gespeist wird hier über einen Netztransformator Tr_1 aus dem Wechselstromnetz. Zum Einstellen dient ein Drehwiderstand oder Schiebewiderstand mit einstellbarem Abgriff (Widerstand R_1). Die Lämpchen L_1 und L_2 sowie die Photoleiter P_1 und P_2 sind so angeordnet, daß das Licht eines Lämpchens nur den ihm zugeordneten Photoleiter treffen kann. Zwischen den Lämpchen und den Photoleitern ordnet man zum elektrischen Abschirmen an Masse gelegte Drahtgitter an. Der Kreis, der in den Leitungsstrich zwischen Anschlußpunkt 1 und Photoleiter-Schaltzeichen P_1 eingetragen ist, bedeutet, daß es sich hier zweckmäßigerweise um eine geschirmte Leitung handelt.



Opto-elektronisch einstellbares L-Glied. Es besteht aus zwei Photoleitern, die von der Strahlung zweier Glühlampen beeinflußt werden. Zum Einstellen dient ein der Glühlampenschaltung parallel geschalteter Widerstand mit einstellbarem Abgriff.

Vergleich mit einem L-Glied aus zwei fremdgeheizten Heißleitern

Die Trägheit des Verhaltens ist bei Verwenden von fremdgeheizten Heißleitern größer als bei Verwenden von Glühlampen und Photoleitern. Das bedeutet, daß fremdgeheizte Heißleiter lediglich für relativ langsame Änderungen der Einstellung in Frage kommen.
Während bei fremdgeheizten Heißleitern nur verhältnismäßig geringe Spannungen zwischen Heizstromkreis und Heißleiterkreis zugelassen sind, kann man zwischen den Glühlampen und den von ihrem Licht beeinflußten Photoleitern Isolationen für beliebig hohe Spannungen vorsehen.

Bemessungshinweis

Netztransformator-Ausgangsspannung etwa 1,1 x Lämpchenspannung, Netztransformator-Ausgangsleistung etwa 2 x Lampchenleistung, Einstellwiderstand R_1 linear ungefähr gleich Lampchen-Betriebswiderstand.

Wichtigstes über Photoleiter als Stellwiderstände

- Photoleiter eignen sich als Einstellwiderstände, deren Leitwerte mit auftreffendem Licht bzw. mit auftreffender Infrarotstrahlung beeinflußbar sind.
- Zum einstellbaren Beleuchten der Photoleiter verwendet man zweckmäßigerweise Glühlämpchen — z. B. solche für 3,5 V oder 6,3 V.
- Diese Glühlämpchen darf man, auch wenn es sich um das Einstellen von Tonfrequenzspannungen handelt (wegen der Trägheit des Verhaltens der Lämpchen und der Photoleiter) mit Wechselstrom betreiben.
- Einstellkombinationen, bestehend aus Photoleitern und Glühlämpchen, ermöglichen das Überbrücken erheblicher Entfernungen zwischen Einstellort und einzustellender Schaltung.
- Am Einstellort braucht man außer dem Anschluß an die Speisung lediglich einen Widerstand mit einstellbarem Abgriff.

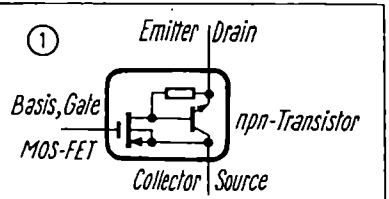
Integrierter Transistor in Zeitschalter

Integrierter Transistor

Hierunter sei eine integrierte Schaltung **(IS)** verstanden, die — wie ein üblicher Transistor — drei Anschlüsse hat. Von diesen gehören zwei Anschlüsse zu der Strecke, die von dem zu steuernden Strom durchflossen wird, während der dritte Anschluß es ermöglicht, diesen Strom zu steuern.

Transistor-Innenschaltung

Wie **Bild 1** zeigt, besteht der hier zugrunde gelegte integrierte Transistor aus zwei Transistorsystemen und einem Widerstand. Das eine Transistorsystem (das Eingangssystem) ist ein MOS-FET-System, d. h. das System eines Feldeffekt-Transistors mit isolierter Steuerelektrode (MOS-FET = metal oxid semiconductor field effect transistor).



Der hier zugrunde gelegte integrierte Transistor besteht aus einem MOS-FET, einem npn-Ausgangstranslstor und einem Widerstand. Trotz seiner drei Elemente hat dieser integrierte Transistor nur — wie jeder andere normale Transistor — drei Anschlüsse.

Das andere System (das Ausgangssystem) ist das eines npn-Transistors. Die Collector-Emitter-Strecke dieses Systems wird von dem zu steuernden Strom durchflossen. Daher spricht man auch bezüglich des ganzen integrierten Transistors von einem Collector- und Emitter-Anschluß.

Gesteuert wird mit Hilfe der Steuerelektrode **(Gate)** des MOS-FET. Häufig findet man statt »Gate« die Bezeichnung »Gitter«.

Ein MOS-FET hat einen hohen Eingangswiderstand, was meist recht erwünscht ist und sich für Zeitschalter als besonders günstig erweist. Leider hat ein MOS-FET jedoch auch einen hohen Ausgangswiderstand. Dies verhindert es z. B., mit dem in ihm gesteuerten Strom ein elektromagnetisches Relais zu betreiben. Wohl aber kann man mit dem im MOS-FET gesteuerten Strom einen npn-Transistor beeinflussen, der seinerseits einen ausreichend niedrigen Ausgangswiderstand hat. Die aus MOS-FET und npn-Transistor integrierte Schaltung ist daher für Zeitschalter-Schaltungen gut geeignet.

Der integrierte Transistor ist im Grunde als pnp-Transistor aufzufassen

Es handelt sich hier um ein Valvo-Bauelement mit der Typenbezeichnung TAA 320. Wie in Bild 1 eingetragen,

werden die Anschlusse für die vom gesteuerten Strom durchflossene Strecke — im Hinblick auf den MOS-FET — auch

statt Emitter	Drain
statt Collector	Source

genannt.

Drain (gesprochen Dräin) bedeutet Abfluß

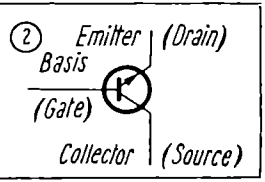
Source (gesprochen Surß) bedeutet Quelle.

In **Bild 2** ist die Schaltung — den Anschlußbezeichnungen von Bild 1 gemäß — als Einzel-npn-Transistor dargestellt.

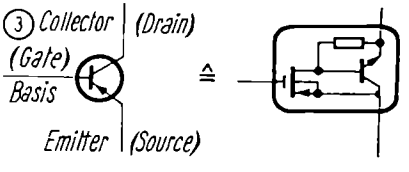
Der integrierte Transistor wird aber nicht zwischen Basis und Emitter sondern — wie mit Soucre und Drain in den Bildern 1 und 2 angezeigt — zwischen Basis und Collector (zwischen Gate und Source) gesteuert.

Berücksichtigt man das, so kommt man für den integrierten Transistor nach Bild 1 zu dem Schaltzeichen, das in **Bild 3** enthalten ist. Darin gelten Gate, Drain und Source im selben Sinn wie in den Bildern 1 und 2. Emitter und Collector sind aber in Bild 3 gegenüber den Bildern 1 und 2 miteinander vertauscht.

Hier ist der Transistor nach Bild 1 als npn-Transistor dargestellt, wofür die Anschlußbezeichnungen Emitter, Basis und Collector zugrundegelegt wurden.



Mit Vertauschen der Anschlußbezeichnungen Emitter und Collector kommt man zu einem pnp-Transistor



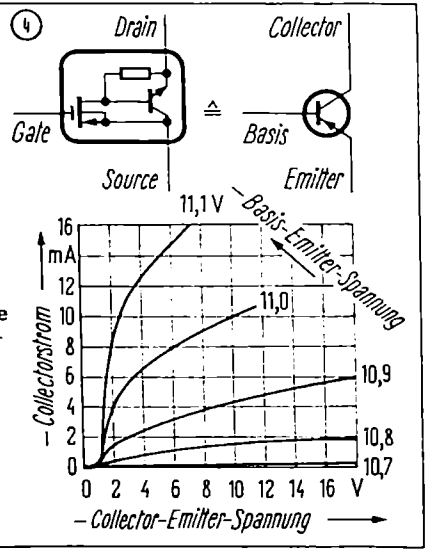
als ein mit dem integrierten Transistor am besten vergleichbares »Ersatzbauelement«.

Der integrierte Transistor TAA 320 hat — als pnp-Transistor aufgefaßt — zwar dieselben Kenngrößen, aber zu diesen Größen andere Werte als die üblichen pnp-Transistoren. Insbesondere handelt es sich hier um zwei von den pnp-Transistor-Kennwerten abweichende Kennwerte:

- Das Collector-Basis-Gleichstromverhältnis hat beim TAA 320 eine erheblich höhere Größenordnung als bei sonstigen pnp-Transistoren.
- Der Betrag der Basis-Emitter-Schleusenspannung beläuft sich beim TAA 320 auf rund 10 V, während für pnp-Transistoren, die nicht integriert sind, z. B. rund 0,7 V (Silizium, 25 °C) gelten.

Bild 4 enthält die Collectorstrom-Collector-Emitterspannungs-Kennlinien des TAA 320 entsprechend dem Bild 3 für konstante Werte der Basis-Emitter-Spannung.

Die Schleusenspannung bezeichnet Valvo mit Rücksicht auf den MOS-FET-Eingang als **pinch-off-Spannung** bzw. als **Abschnürspannung**.



Abgesehen davon, daß der Collectorstrom erst bei einer Collector - Emitter-Spannung von etwa 1 V einsetzt und die Basis-Emitter-Schleusenspannung rund 10 V beträgt, verhält sich der integrierte Transistor tatsächlich wie ein pnp-Transistor. Man beachte hierzu auch die Minuszeichen vor den Achsen-Eintragungen.

Zeitschalter

Ein Zeitschalter ist eine Anordnung, in der sich ein Schaltvorgang nach Ablauf einer vorgegebenen oder einstellbaren Verzögerungszeit ereignet. Diese Verzögerungszeit beginnt je nach Ausführung des Zeitschalters mit dem Schließen bzw. Öffnen eines Schaltkontaktes oder mit einem die Anordnung beeinflussenden Eingangsspannungssprung.

Die mit Zeitschaltern zu erreichenden Verzögerungszeiten gewinnt man üblicherweise mit dem Zusammenwirken eines Kondensators und eines Widerstandes: Das Aufladen bzw. Entladen oder Umladen eines Kondensators über einen Widerstand, der den Lade- bzw. Entladestrom des Kondensators begrenzt, kostet Zeit. Als Verzögerungszeitspanne nutzt man die Zeit aus, in der die Kondensatorspannung — von einem Anfangswert ausgehend — einen zweiten Wert passiert.

Soll eine längere Verzögerungs-Zeitspanne gewonnen werden, so setzt das an sich eine entsprechend große Zeitkonstante des Widerstands-Kondensator-Gliedes (des RC-Gliedes) und eine nur geringe Belastung dieses Gliedes mit der von ihm zu beeinflussenden Schaltung voraus.

Die **Zeitkonstante eines RC-Gliedes** ist, wie bereits mehrfach bemerkt, mit dem Produkt aus der Kapazität C und dem Widerstandswert *R* gegeben. Das sieht man sofort ein, wenn man bedenkt, daß die Kapazitätseinheit — das **Farad** — eine Amperesekunde je Volt bedeutet und daß die Widerstandseinheit — das Ohm — ein Volt je Ampere ist.

Großer Wert der Zeitkonstante erfordert hohe Werte der Kapazität und (bzw.) des Widerstandes. Kondensatoren mit hoher Kapazität haben dementsprechende Abmessungen und sind teuer. Widerstände mit hohen Werten kommen nur in Betracht, wenn der Eingangswiderstand der vom RC-Glied zu beeinflussenden Schaltung ebenfalls einen hohen Wert hat.

Der hohe Eingangswiderstand wird hier mit dem Verwenden des MOS-FET-Eingangssystems des integrierten Transistors TAA 320 erreicht.

Einfache Zeitschalter-Schaltung

Bild 5 enthält den Schaltplan. Der Schalter S_1 ist im Ruhezustand geschlossen. Die Verzögerungszeit beginnt mit dem Öffnen des Schalters. Damit setzt das Aufladen des Kondensators C_1 ein. Dies geschieht über den Widerstand R_1. Wegen des hohen MOS-FET-Eingangswiderstandes darf R_1 einen sehr hohen Wert haben. Das ist günstig. Der Wert von R_2 braucht nur eben so groß zu sein, daß damit der beim Schließen des Schalters einsetzende Kondensatorstrom in seinem Anfangswert begrenzt wird. Hierfür genügt z. B. ein Wert von 100 Ω. Der Kondensator ist wegen des großen Verhältnisses $R_1 : R_2$ im Ruhezustand (Schalter S_1 geschlossen) nicht nennenswert aufgeladen.

Kurz nachdem mit dem Aufladen des Kondensators C_1 die Basis-Emitter-Spannung (die Gate-Source-Spannung) ihren Schleusenbetrag (von z. B. 10,4 V) erreicht hat, wird der Relaisanker angezogen. Er fällt erst wieder ab, wenn man den Schalter S_3 schließt.

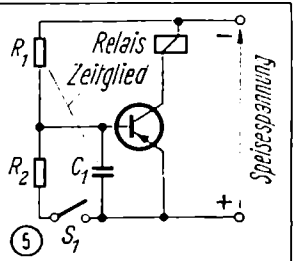
Die Speisespannung wählt man etwa gleich dem (1 : 0,63 ≈ 1,6)fachen Betrag der Basis-Emitter-Schleusenspannung (der Gate-Source-Schleusenspannung), d. h. mit ungefähr 17 V. So erhält man als Verzögerungszeit rund gerechnet die mit $R_1 \cdot C_1$ gegebene Kondensator-Ladezeitkonstante.

Beispiel: $R_1 = 20\ \text{M}\Omega$, $C_1 = 1{,}5\ \mu\text{F}$. Dazu ist

$$R_1 \cdot C_1 = 20 \cdot 10^6\ \Omega \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-6}\text{F} = 20\ \Omega \cdot 1{,}5\ \text{F}$$

$$= 30\ \Omega \cdot \text{F} = 30\ \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot \frac{\text{A} \cdot \text{s}}{\text{V}} = 30\ \text{s}$$

Natürlich muß die Isolation des Kondensators entsprechend gut sein. Seine **Eigenzeitkonstante** (Kapazität × Isolationswiderstand) darf hierbei nicht weit unter 3000 s liegen.



Eine einfache Verzögerungsschaltung mit dem integrierten Transistor. Nach Öffnen des Schalters S_1 beginnt das Aufladen des Kondensators C_1 über den Widerstand R_1. Wenn die Kondensator-Spannung den Wert der Transistor-Schleusenspannung passiert, bewirkt der Stromdurchgang durch den Transistor und das Relais das Anziehen des Relaisankers.

Möglichkeiten zum Vervollkommnen der Schaltung

Mit einer besonderen Schaltung, die »Miller-Integrator« genannt wird, gelingt es, die Verzögerungs-Zeitspanne

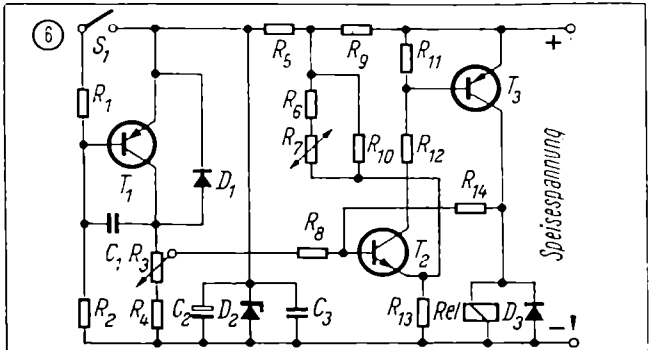
erheblich über das Maß hinaus zu verlängern, das mit der Zeitkonstante des RC-Gliedes gegeben wäre. Diese Schaltung wird hier zugrunde gelegt.

Um den Einfluß von Speisespannungsschwankungen auf die Verzögerungs-Zeitspanne klein zu halten, muß man die Speisespannung mit Rücksicht auf den Miller-Integrator für den Schaltungsteil, in dem sich das Zeitglied (das RC-Glied) auswirkt, stabilisieren. Dies geschieht mit einer Z-Diode: Man fügt sie diesem Teil der Schaltung als Parallelzweig an. Der damit gegebenen Parallelschaltung schaltet man einen Widerstand vor.

Zum Herabsetzen des Einflusses von Temperaturschwankungen auf die Verzögerungs-Zeitspanne verwendet man einen Widerstand mit temperaturabhängigem Wert. Als solcher Widerstand kann ein Heißleiter dienen, mit dessen Hilfe man den Temperaturgang der Transistor-Schleusenspannung auszugleichen vermag.

Als Beispiel eine vervollkommnete Schaltung

Bild 6 zeigt den Schaltplan eines solchen Zeitschalters. Die Schaltung erhält drei Transistoren, von denen der Transistor T_1 das Bauelement TAA320 ist. R_7 stellt den eben erwähnten Heißleiter dar. D_2 ist die Z-Diode, die im Verein mit den Widerständen R_5 und R_9 die Speisespannung für die zeitbestimmende Eingangsschaltung konstant hält. Als RC-Glied wirken zusammen $R_2 = 20\ M\Omega$ und $C_1 = 1\ \mu F$.



Hier ist T_1 der integrierte Transistor. Als Zeitglied wirkt der Kondensator im wesentlichen zusammen mit dem Widerstand R_3. Der die Transistoren T_2 und T_3 enthaltende Schaltungsteil ist ein Schwellwertschalter: Sobald die an R_3 einstellbare Eingangsspannung dieses Schaltungsteils den Schwellwert erreicht hat, beginnt der Stromanstieg in beiden Transistoren. Mit der Rückkopplung über R_{14} wird der Stromanstieg nahezu sprunghaft.

Dem elektromagnetischen Relais Rel ist die Freilauf-Diode D_3 zugeordnet. Sie hat Abschalt-Überspannungen zu verhindern.

Die Funktion des Schaltungsteils mit dem Zeitglied

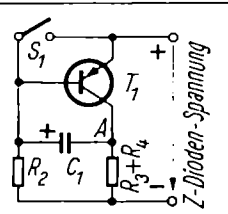
In **Bild 7** ist mit dem Schaltzeichen nach Bild 3 die an der Z-Diodenspannung liegende Eingangsschaltung (nach Bild 6) etwas vereinfacht herausgezeichnet:

R_1 wurde weggelassen, weil sein Widerstandswert

gegen den von R_2 vernachlässigbar ist. R_3 und R_4 wurden zusammengefaßt. Die Diode D_1, die nur als Schutz der Collector-Emitter-Strecke des Transistors gegen zu hohe Werte der Sperrspannung dient, ist nicht eingetragen.

Bei geschlossenem Schalter S_1 wird der Kondensator C_1 über den Widerstand $(R_3 + R_4)$ — wegen dessen geringen Wertes rasch — auf die volle Z-Dioden-Spannung aufgeladen. Das am Kondensator-Schaltzeichen in Bild 7 eingetragene Pluszeichen deutet die mit diesem Aufladen erreichte Polarität der Kondensatorspannung an. Der Transistor T_1 ist bei geschlossenem Schalter gesperrt. Als Folge davon befinden sich jetzt auch die Transistoren T_2 und T_3 im Sperrzustand.

In unmittelbarem Anschluß an das Öffnen des Schalters setzt das Entladen des Kondensators C_1 über die Widerstände R_2 und $(R_3 + R_4)$ ein. Dabei entfällt auf $(R_3 + R_4)$ nur ein vernachlässigbarer Teil der Kondensatorspannung, weil der Wert von $(R_3 + R_4)$ gegen den Wert von R_2 belanglos ist. Als Basis-Emitter-Spannung



Millerintegrator, der in der Schaltung nach Bild 6 enthalten ist. Im Millerintegrator liegt der Zweigglied-Kondensator zwischen Basis und Collector.

des Transistors T_1 tritt die Differenz

Kondensatorspannung — Z-Diodenspannung

auf. Diese Differenz ist im ersten Augenblick gleich Null und nimmt anschließend negative Werte an, deren Beträge ansteigen. Diese Beträge sind jedoch vorerst niedriger als 10 V. Folglich bleibt der Transistor T_1 zunächst gesperrt (Schleusenspannung der Basis gegen den Emitter ungefähr 10 V). Dabei entlädt sich der Kondensator C_1 ausschließlich über die Widerstände R_1 und $(R_3 + R_4)$.

Wenn nun der Betrag des Unterschiedes zwischen Kondensatorspannung und Z-Diodenspannung wegen des fortgesetzten Entladens von C_1 den Wert von 10 V übersteigt und damit der Betrag der negativen Basis-Emitter-Schleusenspannung des Transistors T_1 überschritten wird, setzt über die Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_1 ein Strom ein. Dieser Strom durchfließt den Widerstand $(R_3 + R_4)$. An ihm tritt deshalb eine Spannung auf (Punkt A positiv gegen Minuspol der Z-Diodenspannung). Diese an $(R_3 + R_4)$ auftretende Spannung wird über den Kondensator C_1 auf den Widerstand R_2 übertragen. Die Spannung der Basis des Transistors T_1 gegen den Minuspol der Z-Diodenspannung nimmt demgemäß zu. Das bedeutet für den Transistor T_1 ein sehr weitgehendes Kompensieren der sich mit dem Entladen des Kondensators ergebenden Zunahme des Betrages seiner Basis-Emitter-Spannung.

Es sinkt demnach jetzt die Spannung am Widerstand R_2

beträchtlich langsamer ab als bei gesperrtem Transistor T_1. Dies entspricht im Effekt der Wirkung einer bedeutend vergrößerten Kapazität des Kondensators C_1.
Wegen der langsamen Änderung der Spannung am Widerstand R_2 steigt auch die Spannung an ($R_3 + R_4$) nur ganz allmählich an.
Am Widerstand R_3 wird ein dort einstellbarer Anteil dieser Spannung zum Steuern der weiteren Schaltung (siehe **Bild 8**, übereinstimmend mit Bild 6) abgegriffen.

Arbeitsweise des von der Zeitglied-Schaltung gesteuerten Schaltungsteils

Die an ($R_3 + R_4$) abgegriffene Spannung steuert über den Widerstand R_8 den Transistor T_2. Sieht man zunächst von dem Widerstand R_{14} ab, so liegt die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_2 in Reihe mit dem Widerstand R_8 als Diagonale in der Brückenschaltung, deren eine Seite von dem Widerstand ($R_3 + R_4$), sowie von der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_1 und deren andere Seite vorwiegend aus den Widerständen R_6, R_7, R_{10} sowie R_{13} gebildet wird.
Zu dem Zeitpunkt, in dem mit der an ($R_3 + R_4$) abgegriffenen Spannung die Schleusenspannung für den Transistor T_2 erreicht ist, gerät dieser Transistor in den Durchlaßzustand. Als Folge hiervon ergibt sich für den Transistor T_3 ebenfalls der Durchlaßzustand. Also fließt jetzt durch die Reihenschaltung der Collector-Emitter-Strecke dieses Transistors mit der Relaiswicklung ein Strom.
Die hierbei an der Relaiswicklung auftretende Spannung wirkt über den Widerstand R_{14} auf die Basis des Transistors T_2 zurück. Das unterstützt dessen Übergang in den Durchschaltzustand. Der Collectorstrom des Transistors T_2 steigt deshalb erheblich an. Mit ihm nimmt die Spannung am Widerstand R_{11} zu, womit der Transistor T_3 weiter durchgeschaltet wird.
Das Ergebnis hiervon ist, daß die Transistoren T_2 und T_3 gemeinsam in den Durchschaltzustand kippen. Das Relais hat dabei seinen Anker angezogen. Dies alles passiert zum Abschluß der Verzögerungs-Zeitspanne sprunghaft.
Um die Schaltung in ihren Ruhestand zurückzuversetzen, schließt man den Schalter S_1. Damit sperrt man den Transistor T_1, was auch für die beiden anderen Transistoren den Sperrzustand zur Folge hat. Der Kondensator C_1 ist nach Schließen des Schalters S_1 über R_1 und ($R_3 + R_4$) rasch wieder aufgeladen. Die Ladezeit errechnet sich mit den hier geltenden Werten etwa zu
$4 \cdot C_1 \cdot (R_1 + R_3 + R_4) =$ z. B. $4 \cdot 1\ \mu F \cdot 7\ k\Omega \approx 30$ ms.
Daß die Speisespannung für die Transistoren T_2 und T_3 nicht stabilisiert ist, stört kaum: Mit der Speisespannung ändert sich auch die Schleusenspannung der Reihenschaltung der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_2 mit dem Widerstand R_{13}. Damit werden die Einflüsse der Speisespannungsschwankungen klein gehalten.

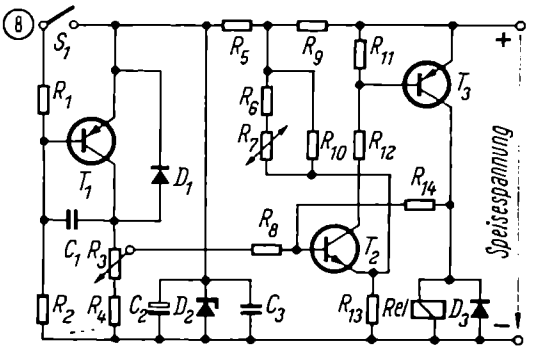
Bemessungshinweise zur Schaltung nach Bild 6 bzw. 8

Die für R_5 und R_9 nachstehend genannten Werte müssen bei besonders hohen Anforderungen an die Unabhängigkeit der Verzögerungs-Zeitspanne von Speisespannungsschwankungen gegebenenfalls etwas geändert werden. Entsprechendes gilt für R_6, R_7 und R_{10} im Hinblick auf den Einfluß von Temperaturschwankungen. Die Speisespannung muß die Z-Dioden-Spannung hinreichend übersteigen. Der Kondensator C_2 soll eine Kapazität haben, die etwa 100mal so groß ist wie die von C_1.

Für eine Speisespannung von 20 V . . . 27 V gilt beispielsweise folgendes:

R_1	470 Ω	R_{13}	330 Ω
R_2	20 MΩ	R_{14}	470 kΩ
R_3	4,7 kΩ linear	C_1	1 µF
R_4	2,2 kΩ	C_2	100 µF
R_5	68 Ω	C_3	10 nF
R_6	1 kΩ	T_1	TAA 320
R_7	z. B. E 213 BB/P4K7	T_2	BC 107
R_8	22 kΩ	T_3	BC 177
R_9	180 Ω	D_1	BAY 38
R_{10}	1,5 kΩ	D_2	BZY 95/C 16
R_{11}	6,8 kΩ	D_3	BAY 38
R_{12}	4,7 kΩ	Rel	500 Ω

R_7, T_1, T_2, T_3, D_1, D_2, D_3 Valvo Typen.

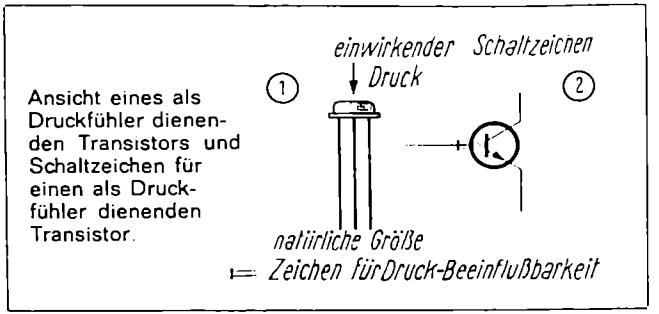


Das ist nochmals das Bild 6. Es wurde hier eingefügt, damit man es beim Studium der Funktionsbeschreibung vor Augen hat.

Wichtigstes über integrierte Transistoren

- Integrierte Transistoren sind für den Anwender nichts anderes als Transistoren mit speziellen Eigenschaften.
- Zum Kennzeichnen der Eigenschaften integrierter Transistoren kann man dieselben Kenngrößen zugrunde legen wie für nicht integrierte Transistoren.
- Die Kennwerte integrierter Transistoren weichen von denen nicht integrierter Transistoren ab.
- Ein integrierter Transistor mit einem Eingangs-MOS-FET-System und einem Ausgangs-npn-System hat einen hohen Eingangswiderstand und einen vergleichsweise geringen Ausgangswiderstand.

Schaltung mit Transistor als Druckfühler



Ansicht eines als Druckfühler dienenden Transistors und Schaltzeichen für einen als Druckfühler dienenden Transistor.

Druckempfindlicher Transistor

Der Widerstand, den die Basis-Emitter-Strecke eines npn- oder pnp-Transistors aufweist, läßt sich damit steuern, daß die Basis-Emitter-Sperrschicht beeinflußt wird. Dies geschieht üblicherweise mit Hilfe einer elektrischen Leistung, die man der Basis-Emitterstrecke des Transistors zuführt. Doch gibt es zum Beeinflussen der Basis-Emitter-Sperrschicht auch andere Möglichkeiten. So dient hierzu beispielsweise in Photo-Transistoren eine Licht- oder Infrarot-Strahlung. Gelegentlich nutzt man statt dessen die Temperatur als Einflußgröße aus. Im druckempfindlichen Transistor wird der Collector- bzw. Emitterstrom mit Hilfe des auf die Basis-Emitter-Sperrschicht ausgeübten (mechanischen) Drucks gesteuert.

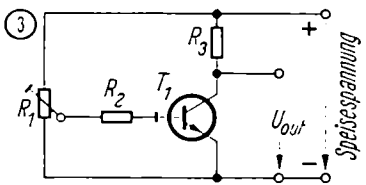
Aussehen und Schaltzeichen

Ein druckempfindlicher Transistor sieht im Prinzip ebenso aus wie ein Vorstufentransistor mit niedrigem Metallgehäuse **(Bild 1)**.

Um die Druckempfindlichkeit, die man beim Verwenden des Transistors als Druckfühler ausnutzt, zu kennzeichnen, verwendet man im Sinne der Schaltzeichennormen wohl am besten das Zeichen der Möglichkeit des mechanischen Betätigens bzw. Beeinflussens. So kommt man für den als Druckfühler dienenden Transistor zu dem in **Bild 2** enthaltenen Schaltzeichen.

Schaltung mit Transistor als Druckfühler

Bild 3 zeigt eine solche Schaltung. Sie besteht aus dem als Druckfühler dienenden Transistor T_1, aus dem mit R_1 gegebenen Basisspannungsteiler, dem Basisvorwiderstand R_2 und dem Collector-Vorwiderstand R_3. Gespeist wird diese Schaltung mit Gleichspannung.



Schaltung für einen als Druckfühler verwendeten, speziell dafür geeigneten Transistor.

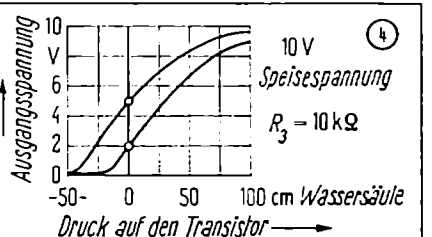
Den Druck, der die Basis-Emitter-Sperrschicht des Transistors beeinflussen soll, läßt man nicht unmittelbar auf diese, sondern auf das Transistorgehäuse einwirken, von wo er auf die Sperrschicht übertragen wird.
Man sorgt dabei für eine gewisse mechanische Vorspannung, um so den Transistor nicht nur mit Überdruck sondern auch mit Unterdruck beeinflussen zu können — und vor allem, um einen genügenden Einfluß auch sehr geringer Drücke zu erreichen. Ohne eine mechanische Vorspannung hätte man es mit einem Druck-Schwellwert zu tun. Unterhalb der damit gegebenen Druckschwelle wäre die Druckabhängigkeit der Ausgangsspannung verschwindend gering.

Kennlinien

Mit dem Bemessen der elektrischen Basis-Emitter-Vorspannung kann man den Zusammenhang zwischen Druck- und Ausgangsspannung U_{out} stark beeinflussen. Das **Bild 4** zeigt zwei solche Zusammenhänge. Diesen liegen voneinander verschiedene Stellungen des Abgriffs am Widerstand R_1 zugrunde.
Mit steigendem Druck nimmt unter sonst gleichen Bedingungen der Basisstrom ab. Das hat einen Rückgang des Collectorstromwertes zur Folge und bedingt so in der Schaltung nach Bild 3 ein Ansteigen der Ausgangsspannung U_{out}. Wie für R_3, gelten auch für R_1 und R_2 Werte von rund 10 kΩ.

Das Frequenzverhalten

Hiermit bezeichnet man den Frequenzgang der Nutzspannung. Die **Nutzspannung** ist im vorliegenden Fall die von dem Druck auf die druckempfindliche Fläche des Transistors bewirkte Änderung der Ausgangsspannung der Transistorschaltung (U_{out} in Bild 3).



Zusammenhang zwischen Druck und Ausgangsspannung für zwei Stellungen des Abgriffs am Widerstand R_1 der Schaltung nach Bild 3.

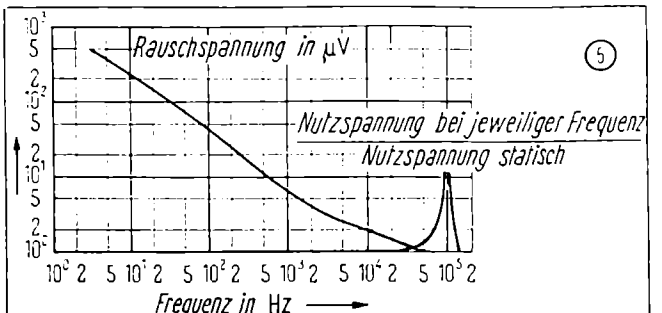
Langsamen Druckschwankungen kann die Ausgangsspannung exakt folgen. Für einen Frequenzbereich der Druckschwankungen ergibt sich ein Resonanzeffekt: In diesem Schwankungsfrequenzbereich treten überhöhte Ausgangsspannungswerte auf, die bei einer Frequenz — der Resonanzfrequenz — ein ausgeprägtes Maximum erreichen. Druckschwankungen, deren Frequenzen über dem Resonanzbereich liegen, wirken sich auf die Ausgangsspannung kaum mehr aus: Das Verhältnis

$$\frac{\text{Nutzspannung bei einer dieser Frequenzen}}{\text{Nutzspannung bei extrem kleiner Frequenz}}$$

fällt oberhalb der Resonanzfrequenz schroff ab. (Den Fall der verschwindend geringen Frequenz bezeichnet man als den **statischen Fall.**)
Der in Bild 5 untere Linienzug zeigt diesen Zusammenhang zwischen Frequenz der Druckschwankungen und dem Nutzspannungsverhältnis.

Das Rauschen

Die Wiedergabe eines schwachen Empfangs von Hörfunksendungen wird von einem hierbei hörbaren Rauschen gestört. Dieses Rauschen ist verursacht von Rauschspannungen, die z. B. aufgrund der temperaturbedingten Unruhe der Moleküle auftreten. Die Rauschspannungen sind niedrige Spannungen, deren Anteile



5

Frequenzgänge der Rauschspannung und der Nutzspannung. Die Rauschspannung hat ihre Hauptanteile im Bereich niedriger Frequenzen. Für das Anregen der Nutzspannung besteht eine Resonanz bei 100 kHz.

voneinander abweichende, außerdem stets wechselnde Frequenzen aufweisen. Die Frequenzen einer Rauschspannung erstrecken sich im Prinzip über alle irgendwie möglichen Frequenzen hinweg.
Die Rauschspannungen wären, soweit sie mit der Temperatur zusammenhängen, nur mit Abkühlen auf den absoluten Nullpunkt der Temperatur vermeidbar. Andere Anteile von Rauschspannungen aber treten auch noch bei sehr tiefen Temperaturen auf.
Bei schwachem Empfang von Hörfunksendungen muß der Empfänger hoch verstärken. Das Rauschen wird aufgrund der hierbei hohen Verstärkung als Störung der Wiedergabe wahrnehmbar.

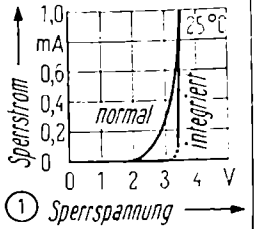
Von Rauschen und Rauschspannungen spricht man aber — im übertragenen Sinn — auch bezüglich solcher Zusammenhänge, in denen die »Rauschspannungen« sich nicht in (hörbarem) Rauschen äußern (Beispiel: Bildrauschen bei Fernsehempfang).
Bei Messungen wirken sich die Rauschspannungen als Schwanken der Anzeige des Meßresultates bzw. in dessen Unsicherheit aus. In solchem Sinne ist die Rauschspannung des als Druckfühler dienenden Transistors **(Bild 5** Linienzug von links oben nach rechts unten) zu verstehen.

Wichtigstes über Transistor-Druckfühler

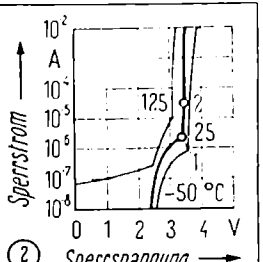
- Speziell dafür entwickelte Transistoren sind Fühler für mechanische Drücke.
- Die elektrisch-mechanische Empfindlichkeit dieser Fühler ist beträchtlich.
- Die mechanischen Drücke, die den Transistor beeinflussen sollen, läßt man auf das Transistor-Gehäuse wirken.
- Das Gehäuse eines solchen Transistors hat z. B. rund 6 mm Durchmesser und etwa 2 mm Höhe.
- z. Z. steht als druckempfindlicher Transistor der **»Pitran«** zur Verfügung (Vertrieb: Tekelec-Airtronic, Stuttgart).

Integrierte Z-Diode in Gleichspannungs-Konstanthalter

Kennlinie einer normalen Z-Diode im Vergleich zu der Kennlinie einer speziellen integrierten Z-Diode. Diese integrierte Z-Diode zeigt für eine jeweils festliegende Temperatur ein besonders günstiges Verhalten.



Strom-Spannungs-Kennlinien der integrierten Z-Diode hier für drei Temperaturen über einen Strombereich von sechs Zehnerpotenzen.

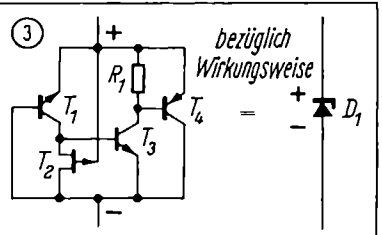


Integrierte Z-Diode

Hiermit ist eine integrierte Schaltung gemeint, die lediglich zwei Anschlüsse hat und sich im Prinzip ebenso verhält wie eine konventionelle Z-Diode.
Eine integrierte Schaltung, die anstelle einer einzigen Sperrschicht die Rolle einer Z-Diode spielen soll, kann bessere Eigenschaften aufweisen als diese. Dies gilt besonders für Z-Dioden mit niedrigen Werten der Z-Spannung. Verbesserungen gegenüber der konventionellen Z-Diode sind vor allem möglich in Bezug auf das abrupte Ansteigen des Stromes bei Erreichen der Z-Spannung und speziell auch für höhere Z-Diodenspannungen hinsichtlich einer besonders geringen Temperaturabhängigkeit des Stromanstieges sowie des Wertes der Z-Spannung (der **Referenzspannung**).
Bild 1 betrifft eine integrierte Z-Diode für besonders schroffen Stromanstieg. Eine solche Z-Diode kann deshalb auch mit niedrigen Strömen zuverlässig betrieben werden. Zum Vergleich ist in Bild 1 die Kennlinie einer nicht integrierten (d. h. normalen) Z-Diode eingetragen. Während der Strom für die normale Diode wenigstens 1 mA betragen muß, damit sich eine vom Strom kaum abhängige Spannung einstellt, kommt man bei der integrierten Z-Diode bereits mit ungefähr 0,1 mA aus.
Bild 2 zeigt den Zusammenhang zwischen Strom und Spannung für die Temperaturen 125 °C, 25 °C und —50 °C mit logarithmischem Strommaßstab über 6 Zehnerpotenzen des Stromes.

Die integrierte Schaltung

An sich braucht man sich mit ihr nicht zu befassen. Dennoch dürfte der eine oder andere Leser den Wunsch haben, sie kennenzulernen. Das kann anhand der folgenden Zeilen geschehen.
Bild 3 veranschaulicht die innere Schaltung. Bis zu einer um 1 V unter dem Z-Wert liegenden Sperrspannung gilt insgesamt der Sperrzustand. Dann beginnt der Durchbruch des Transistors T_1. Jetzt fließt ein zunächst sehr geringer mit zunehmender Sperrspannung ansteigender Strom durch die Transistoren T_1 und T_2. Bei einer Sperrspannung, die nurmehr um ungefähr 100 mV unter dem Z-Wert liegt, kommt es zu einem Sperren des Transistors T_2. Das bedeutet für den Transistor T_3 den plötzlichen Übergang in den Durchlaßzustand (Punkt 1 in Bild 2). Von da an nimmt der Strom je 60 mV Sperrspannungsanstieg um eine Zehnerpotenz zu. Sind hier-



Die Innenschaltung der hier zugrunde gelegten integrierten Z-Diode (vier Transistoren und ein Widerstand).

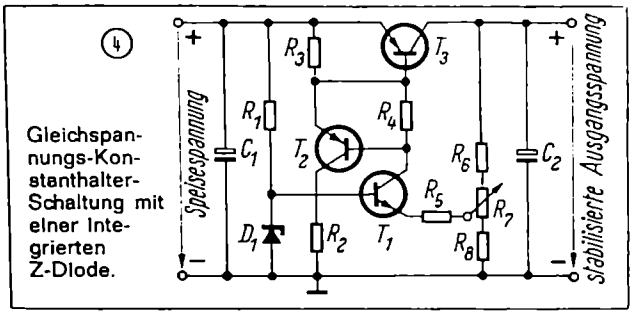
mit etwa 50 µA Sperrstrom erreicht, so gerät der Transistor T_1 in den Durchlaßzustand. Bei etwa 100 µA wird die untere Grenze des Betriebsbereiches überschritten.

Gleichspannungs-Konstanthalter

Hiermit ist eine Schaltung gemeint, an deren Ausgang auch bei sich änderndem Laststrom eine gleichbleibende Gleichspannung verfügbar ist. Das gilt sogar, wenn sie an eine Gleichspannungsquelle angeschlossen ist, deren Klemmenspannung schwanken darf.
Dabei liegt der Wert der am Gleichspannungs-Konstanthalter verfügbaren Spannung wenigstens etwas tiefer als der niedrigste Wert der Eingangsspannung.
In einem Gleichspannungs-Konstanthalter wird normalerweise eine konstante Vergleichsspannung benötigt. Als solche dient meistens die Spannung an einer Z-Diode.

Eine ausgeführte Schaltung

Den Schaltplan einer Spannungs-Konstanthalterschaltung zeigt **Bild 4**. Die integrierte Z-Diode, deren Spannung zum Vergleich verwendet wird, ist mit D_1 bezeichnet.
Die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 liegt als Brückenzweig zwischen den Abgriffen zweier Spannungsteiler.



Gleichspannungs-Konstanthalter-Schaltung mit einer integrierten Z-Diode.

Der **eine Spannungsteiler**, dessen Gesamtspannung die (nicht stabilisierte) Speisespannung darstellt, besteht aus dem Widerstand R_1 und der Z-Diode D_1.

Der **andere Spannungsteiler** mit der stabilisierten Spannung als Gesamtspannung ist aus den Widerständen R_6, R_7 und R_8 gebildet.

Der Transistor T_1 liegt, wie schon erwähnt, mit seiner Basis-Emitter-Strecke als Brückenzweig zwischen den Abgriffen der beiden eben genannten Spannungsteiler. Er wird deshalb mit der Spannung gesteuert, die zwischen den beiden Spannungsteiler-Abgriffen besteht:

Sinkt die Ausgangsspannung aus irgend einem Grund, so bedeutet das eine Abnahme der Spannung des Emitters des Transistors T_1 gegen den Minuspol der Speisespannung, während sich die Basisspannung dieses Transistors gegen den Minuspol der Speisespannung nicht ändert. Das kommt der Zunahme der positiven Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 gleich. Daher nimmt die Collector-Emitter-Spannung des Transistors T_1 ab.

Hieraus folgt für den Transistor T_2 ein Anstieg des Betrages seiner (negativen) Basis-Emitter-Spannung. Der Transistor T_2 wird deshalb weiter aufgesteuert. Als Folge davon ergibt sich auch für den Transistor T_3 ein erhöhter Betrag seiner (negativen) Basis-Emitter-Spannung. Hiermit wird der Widerstand der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_3 vermindert. Daraus leitet sich der Ausgleich des Absinkens der Last-Klemmenspannung ab. Am Widerstand R_7 kann diese Ausgangsspannung eingestellt werden.

Bemessungshinweise

Für eine konstante Ausgangsspannung, einstellbar zwischen 3 V und 5 V bei einer Mindest-Speisespannung, die für 3 V Ausgangsspannung 5,5 V betragen muß, und einem Laststrom bis 200 mA gilt folgendes:

R_1	10 kΩ	R_6	162 Ω
R_2	240 Ω	R_7	100 Ω linear
R_3	240 Ω	R_8	162 Ω
R_4	510 Ω	C_1	22 µF
R_5	150 Ω	C_2	2,2 µF

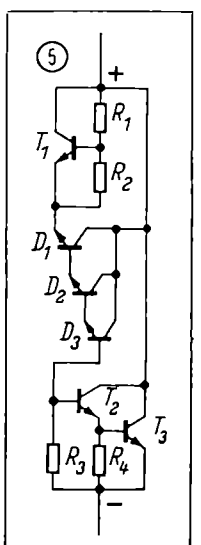
Vom Wert des Widerstandes R_5 hängt der Einfluß der Temperatur auf den Wert der Ausgangsspannung ab. Die Halbleiter-Bauelemente sind:

D_1 LM 103, 3,3 V von National Semiconductor Corporation, Vertretung Neumüller & Co, München 2

T_1 2 N 2484 (npn) hoher Gleichstromverstärkungsfaktor

T_2 2 N 3964 (pnp) hoher Gleichstromverstärkungsfaktor

T_3 2 N 4032 (pnp) höchstzulässige Verlustleistung wenigstens gleich dem Produkt aus 200 mA und der Differenz (maximale Eingangsspannung — minimale Ausgangsspannung).



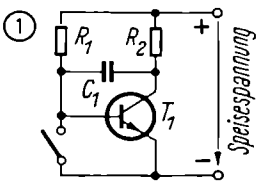
Eine zweite integrierte Z-Diode

Es ist die Intermetall-Diode ZTK 33 für eine Referenzspannung von 33 V. **Bild 5** zeigt die Innenschaltung. Sie umfaßt 6 Transistoren, von denen 3 als Dioden wirksam werden und 4 Widerstände. Dieses Bauelement zeichnet sich mit extrem geringem Z - Spannungs-Temperaturkoeffizienten aus.

Wichtigstes über integrierte Z-Dioden

- Integrierte Z-Dioden sind mit zwei Anschlüssen versehene integrierte Schaltungen, die sich im Prinzip wie Z-Dioden verhalten.
- Das heißt: Schließt man über einen Widerstand eine integrierte Z-Diode richtig gepolt an eine Gleichspannung, so sperrt die Z-Diode für niedrige Werte dieser Gleichspannung den Stromdurchgang, um ihn bei Überschreiten eines bestimmten Spannungswertes (der Z-Spannung oder der Referenzspannung) fast abrupt freizugeben.
- Die integrierten Z-Dioden enthalten größere Zahlen (integrierter) Schaltelemente, was für den Anwender belanglos ist.
- Integrierte Z-Dioden gibt es für Z-Spannungen im Bereich zwischen etwa 2 V und 6 V. In diesem Bereich erfolgt der Sperrstromanstieg bei den konventionellen Z-Dioden nicht schroff genug.
- Diese integrierten Z-Dioden zeichnen sich innerhalb des Sperrstrom-Betriebsbereiches gegenüber den konventionellen Z-Dioden mit einer besonders kleinen Abhängigkeit der Z-Spannung vom Strom (geringer differentieller Widerstand) aus.
- Außerdem liegt der Strom-Betriebsbereich mitunter recht niedrig (z. B. zwischen 0,1 mA und 1 mA).
- Andere integrierte Z-Dioden haben besonders niedrige Z-Spannungs-Temperaturkoeffizienten.

npn-Transistoren im Miller-Integrator



Miller-Integrator-Grundschaltung mit npn-Transistor.

npn-Transistor

Diese Transistoren sind, wie üblich, Silizium-Transistoren. Dazu gehören (bei 25 °C etwa) folgende Werte:
Basis-Emitter-Schleusenspannung $U_{BEO} \approx 0{,}7$ V. Bei Überschreiten dieses Wertes von U_{BE} setzen Basis- und Collectorstrom ein, was das Ende des Transistor-Sperrzustandes bedeutet.
Basis-Emitter-Sättigungsspannung $U_{BE\,sat} \approx 0{,}8$ V. Ab dieser Spannung ist der Transistor durchgeschaltet.
Collector-Emitter-Restspannung $U_{CE\,rest} = \approx 0{,}2$ V (Collector-Emitter-Spannung des durchgeschalteten Transistors).

Miller-Integrator

Ein Miller-Integrator besteht im Prinzip aus einem Verstärker-Element, zwei ohmschen Widerständen, einem Kondensator und einem Schalter **(Bild 1)**.

Als Verstärker-Element verwendet man vielfach anstelle eines einzigen Transistors mit hier zweckmäßig sehr großem Collector-Basis-Stromverhältnis eine Kombination zweier Transistoren.

Der eine der beiden eben erwähnten ohmschen Widerstände spielt die Rolle eines Kondensator-Vorwiderstandes. Er hat im allgemeinen einen hohen Wert.
Der andere ohmsche Widerstand wird vom gesteuerten Strom durchflossen — also z. B. vom Collectorstrom eines Transistors. Sein Wert ist weit geringer als der des zuerst genannten Widerstandes.
Der Kondensator liegt so in der Schaltung, daß über ihn vom Ausgang des Verstärker-Elements auf dessen Eingang eine Gegenkopplung zustandekommt. Hierauf wird in der folgenden Funktionsbeschreibung der Schaltung eingegangen.

Wirkungsweise der Prinzipschaltung

Über den geschlossenen Schalter (Bild 1) liegt der Kondensator C_1 mit seinem einen Belag unmittelbar am Minuspol der Speisespannung. An deren Pluspol ist der Kondensator C_1 mit seinem anderen Belag über den (niedrigeren) Widerstand R_2 angeschlossen. Daher wird er bei Schließen des Schalters sofort auf die volle Speisespannung aufgeladen (Dauer des Aufladens etwa $4 \cdot C_1 \cdot R_2$, also mit $C_1 = 10\,\mu F$ und $R_2 = 3{,}3\,k\Omega$ etwa

$4 \cdot 10 \cdot 10^{-6}\,F \cdot 3{,}3 \cdot 10^{3}\,\Omega \approx 130 \cdot 10^{-3}\,s = 130\,ms$).

Mit dem Öffnen des Schalters beginnt das Entladen des Kondensators über die Widerstände R_1 und R_2, wobei R_2 gegen R_1 vernachlässigt werden darf: Am Widerstand R_2 tritt infolge des Kondensator-Entladestromes keine nennenswerte Spannung auf. Deshalb kommt als Basis-Emitter-Spannung des Transistors der Überschuß der Speisespannung über die Kondensatorspannung zur Geltung. Dieser Überschuß nimmt mit fortschreitendem Entladen des Kondensators zu.

Sobald hierbei die Basis-Emitter-Schleusenspannung des Transistors erreicht ist, beginnt der Stromdurchgang durch den Transistor.

Der jetzt von Null aus ansteigende Collector-Strom hat am Widerstand R_2 eine Spannung zur Folge. Deren Wert nimmt dem Wert des Collectorstromes gemäß zu. Folglich sinkt die Collector-Emitter-Spannung des Transistors ab. Dieser Spannungs-Rückgang wird über den Kondensator auf die Basis-Emitter-Strecke des Transistors übertragen.

Das gleicht den mit dem Entladen des Kondensators gegebenen Anstieg des Wertes der Basis-Emitter-Spannung zwar nicht völlig, aber doch weitgehend aus. Der Collectorstrom und mit ihm die Spannung am Widerstand R_2 nehmen infolgedessen erheblich langsamer zu als das sonst dem Entladen des Kondensators entspräche.

Sobald die Basis-Emitter-Spannung des Transistors einen Wert von etwa 0,8 V erreicht hat, ist der Transistor durchgeschaltet. Dazu gehört am Widerstand R_2 die lediglich um die geringe Collector-Emitter-Restspannung des Transistors verminderte Speisespannung.

Aus dieser Schilderung ist zu entnehmen: Das Entladen des Kondensators wird in der Schaltung nach Bild 1 an sich nicht verzögert. Über die mit dem Kondensator gegebene Gegenkopplung wird der Transistor aber derart gesteuert, wie sich das sonst bei einer wesentlich langsameren Kondensator-Entladung ergäbe.

Wegen des sehr allmählichen Anstiegs der Basis-Emitter-Spannung des Transistors ist der Zeitpunkt des Passierens eines bestimmten Wertes dieser Spannung von Änderungen der Speisespannung erheblich beeinflußt. Deshalb verwendet man in diesem Zusammenhang meistens stabilisierte Speisespannungen.

Eine Wiederholung des Vorstehenden

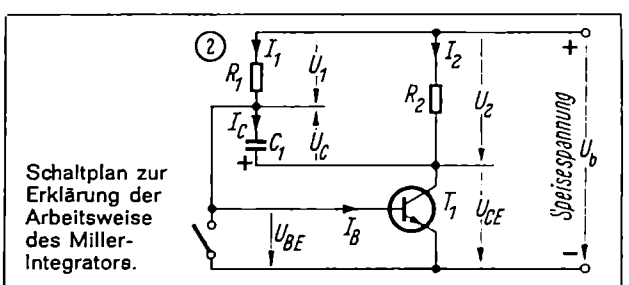
Anhand des **Bildes 2** kann man die eben angedeuteten Zusammenhänge zwischen den Spannungen und Strömen der Schaltung noch etwas genauer verfolgen.

Bei einem Studium der Zusammenhänge zwischen den Strömen und Spannungen geht man — wie dies im vorigen Abschnitt geschah — davon aus, daß der Widerstand R_2 (bei gleichem Wert des Stromes) gegen den Widerstand R_1 vernachlässigbar ist. Außerdem dürfte es zweckmäßig sein, drei Zeitpunkte ins Auge zu fassen, nämlich:

den **Zeitpunkt 1**, in dem der Schalter geöffnet wird,

den **Zeitpunkt 2**, in dem U_{BE} den Schleusenwert passiert, womit der Sperrzustand des Transistors T_1 beendet wird, und schließlich

den **Zeitpunkt 3**, in dem der Sättigungszustand des Transistors 1 gerade erreicht ist.



Schaltplan zur Erklärung der Arbeitsweise des Miller-Integrators.

- Im Zeitpunkt **1** des Schalteröffnens hat der Kondensator seine volle Ladung mit der Polarität, die das Pluszeichen andeutet. Jetzt gilt $U_C = U_b$. Der Kondensator-Entladestrom setzt ein. Er schließt sich über R_1 *und* R_2, wobei R_2 wegen seines gegen R_1 kleinen Wertes belanglos bleibt. Der Anfangswert des Stromes I_C, nämlich I_{C0} ist gegeben mit $U_b : R_1$. Im Zeitpunkt 1 gilt: $U_2 \approx 0$ und $U_1 \approx U_b$ sowie $I_C = I_1$.
- Im Zeitpunkt **2** des Erreichens des Schleusenwertes (etwa 0,7 V) von U_{BE} darf U_2 noch vernachlässigt werden. Deshalb gilt jetzt $U_{BE} \approx 0{,}7\ \text{V} \approx U_b - U_C$. Vom Zeitpunkt 1 bis zu diesem Zeitpunkt 2 ist somit U_C vom Anfangswert U_b um die 0,7 V gemäß der Zeitkonstante $C_1 \cdot R_1$ abgesunken.
- Im Zeitpunkt **3**, in dem der Sättigungszustand des Transistors T_1 eben erreicht ist, gilt für ihn $U_{BE} = U_{BEsat} \approx 0{,}8$ V. Damit wird

$$U_C + U_{BE\,sat} = U_{CE\,rest}, \text{ d. h.}$$
$$U_C \approx 0{,}2\ \text{V} - 0{,}8\ \text{V} = -0{,}6\ \text{V}.$$

Zwischen den Zeitpunkten 2 und 3 hat sich demgemäß folgendes geändert:

U_C	von $U_b - 0{,}7$ V	auf −0,6 V
U_{CE}	von U_b	auf $U_{CErest} \approx 0{,}2$ V
U_2	von 0	auf $U_b - 0{,}2$ V
I_2	von nahezu 0	auf $(U_b - 0{,}2\ \text{V}) : R_2$
U_1	von $U_b - 0{,}7$ V	auf $U_b - U_{BEsat} \approx U_b - 0{,}8$ V
I_B	von 0	auf $(U_b - 0{,}2\ \text{V}) : (R_2 \cdot B_1)$

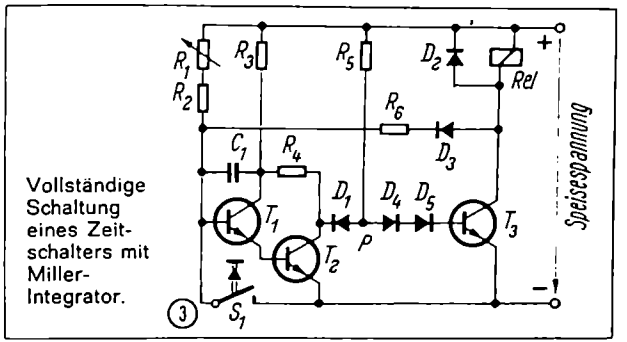
B_1 ist das **Collector-Basis-Gleichstromverhältnis** des Transistors T_1.

Bemessungshinweise zur Schaltung nach Bild 2

Die üblichen Größenordnungen sind: für R_1 Einer von Megohm, für R_2 Einer von Kiloohm, für C Einer von Mikrofarad. Das Produkt aus R_2 und dem Collector-Basis-Stromverhältnis des Transistors bzw. der Transistor-Kombination soll wenigstens gleich dem Sechsfachen des Wertes von R_1 sein.

Eine vollständige Schaltung

Bild 3 veranschaulicht eine Zeitrelaisschaltung, die mit einem Miller-Integrator ausgestattet ist. Einem hohen Collector-Basis-Stromverhältnis zuliebe sind darin zwei Transistoren (T_1 und T_2) gemeinsam verwendet. An die Stellen der Widerstände R_1 und R_2 der Schaltungen nach Bild 1 und 2 treten hier (R_1 + R_2) und R_3.
Bei geschlossenem Schaltkontakt — d. h. bei gedrückter Taste — ist der Transistor T_3 mit seinem über R_5 und die Dioden D_4 + D_5 fließenden Basisstrom durchgeschaltet. Das Relais hat deshalb seinen Anker angezogen. Die Diode D_1 befindet sich im Sperrzustand.
Während es sich im Falle der Bilder 1 und 2 nur um die 0,7-V-Schleusenspannung eines Transistors handelt, kommen für die Transistoren T_1 + T_2 die Summe ihrer



Vollständige Schaltung eines Zeitschalters mit Miller-Integrator.

Schleusenspannungen, nämlich 2 · 0,7 V = 1,4 V in Frage. Sobald sich der Kondensator um diese 1,4 V entladen hat, werden die Transistoren T_1 + T_2 gemeinsam entsperrt. Schon kurz vor dem Durchschalten dieser Transistoren ist die Collector-Emitter-Spannung des Transistors T_2 soweit abgesunken, daß sich damit für die Diode D_1 der Durchlaßzustand ergibt. Folglich beträgt die Spannung des Punktes P gegen den Minuspol der Schaltung nurmehr:
0,8 V Dioden-Durchlaßspannung + 0,3 V Collector-Emitter-Restspannung = 1,1 V.
Diese 1,1 V sind weit geringer als die Summe der Schleusenspannungen der Dioden D_4 und D_5 sowie der Basis-Emitter-Diode des Transistors T_3 (insgesamt 3 · 0,7 V = 2,1 V). Der Transistor T_3 ist also nun gesperrt.

Die Diode D_2 verhindert (als Freilauf-Diode) das Auftreten von Relais-Abschalt-Überspannungen. Mit dem die Diode D_3 und den Widerstand R_6 enthaltenden Rückkopplungszweig wird ein Kippverhalten der Schaltung erreicht.

Bemessung der Schaltung nach Bild 3

Für eine Speisegleichspannung von 24 V gelten beispielsweise:

R_1	30 MΩ linear
R_2	47 kΩ
R_3	3,3 kΩ
R_4	470 Ω
R_5	10 kΩ
R_6	10 kΩ
C_1	10 µF
D_1	BAY 18
D_2	BAY 18
D_3	BAY 18
$D_4 + D_5$	ZE 1,5
T_1	2N 930
T_2	2N 930
T_3	BSY 75
Rel	500 Ω

Halbleiter-Bauelemente Intermetall, 2N930 auch SEL und Valvo.

Wichtigstes über den Miller-Integrator

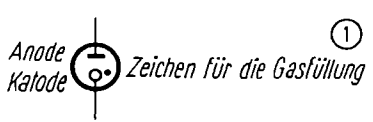
- Der Miller-Integrator ist eine Verstärkerstufe mit einem Kondensator, über den eine Gegenkopplung bewirkt wird.
- Der Miller-Integrator erfordert eine hohe Verstärkung, d. h. beim Verwenden eines Transistors als Verstärker-Element, einen großen Wert des Collector-Basis-Gleichstromverhältnisses.
- Deshalb wird im Miller-Integrator häufig statt eines einzelnen Transistors eine Kombination zweier oder dreier Transistoren so verwendet, daß als gesamtes Collector-Basis-Gleichstromverhältnis das Produkt der Einzel-Stromverhältnisse wirksam wird.
- Der Miller-Integrator wird in der industriellen Elektronik vielfach für Verzögerungsschaltungen in Betracht gezogen — vor allem wenn es sich um Verzögerungszeiten von mehr als wenigen Minuten handelt.
- Dabei ist es im allgemeinen nützlich, die Speisespannung des Miller-Integrators zu stabilisieren.
- Den Miller-Integrator setzt man außerdem oft auch zum Erzeugen von Sägezahnspannungen ein, und zwar dann, wenn ein linearer Spannungsanstieg gefordert wird.

Glimm-Schaltdiode für Relais-Abfall-Verzögerung

Eine Glimm-Schaltdiode

Eine solche Glimm-Diode (kurz **Schaltdiode** genannt) ist eine Glimmröhre mit zwei Anschlüssen **(Bild 1)**. Sie hat im allgemeinen einen verhältnismäßig niedrigen Brennspannungswert sowie einen Zündspannungswert, der den Brennspannungswert erheblich übersteigt.
Wie jede andere Glimmröhre mit nur zwei Anschlüssen, verbleibt auch die Glimm-Schaltdiode in ihrem Sperrzustand, bis die an sie angelegte Spannung den Zündwert der Glimmstrecke erreicht hat.
In dem dann sprunghaft einsetzenden Durchlaßzustand muß der die Glimm-Schaltdiode nun durchfließende Strom (wie jeder andere Glimmstrom) mittels eines Vorwiderstandes auf einen innerhalb des zulässigen Bereiches liegenden Wert begrenzt sein. Hierfür ist ein der Glimmstrecke vorgeschalteter Widerstand notwendig.

Schaltzeichen einer Glimmdiode mit Anode und Katode, d. h. für bestimmte Polung der Speisespannung.



Abfall-Verzögerung

Damit meint man die Zeitspanne zwischen dem Ende des Vorgangs, mit dem das Abfallen eines Relaisankers eingeleitet wird, und dem Zeitpunkt des mit dem abfallenden Relaisanker bewirkten Änderns des Relais-Kontaktzustandes. Hier ist das Ende des Vorganges, der das Abfallen des Relaisankers bezwecken soll, mit dem Unterbrechen des Kontaktes eines losgelassenen, zuvor gedrückten Tastschalters gegeben.

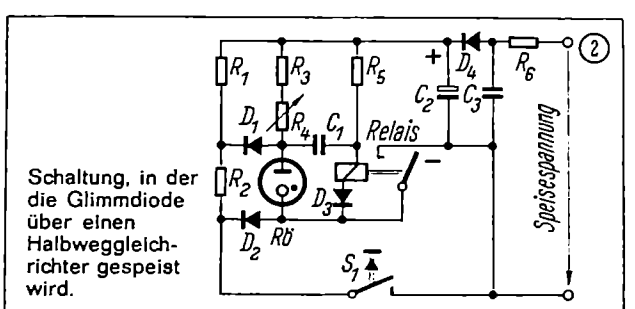
Sinn der Sache (z. B. Schalter für Belichtungsgerät)

Es handelt sich hier um einen Tastschalter mit wenigstens einem zweiten (in Bild 2 nicht eingetragenen) Kontakt. Die Abfallverzögerung soll in einem Stromkreis ausgenutzt werden, zu dem dieser zusätzliche Tasten-Kontakt gehört:
Mit dem Loslassen der Taste wird der in Bild 2 eingetragene Tastschalter-Kontakt geöffnet. Gleichzeitig wird der Zustand des eben erwähnten weiteren Kontaktes oder Kontaktsatzes (in Bild 2 nicht eingetragen) geändert. Die Verzögerung des Relaisanker-Abfallens soll gegenüber der zuletzt erwähnten Zustands-Änderung zur Geltung kommen.
Dies sei an einem einfachen Beispiel erläuert: Über einen zusätzlichen Relais-Arbeitskontakt wird ein Stromweg für eine zum Belichten eines Films dienende

Lampe vorbereitet. Dieser Stromweg geht außer über den zusätzlichen Relais-Arbeitskontakt über einen zusätzlichen Tastschalter-Ruhekontakt. Die Glühlampe wird daher beim Loslassen des (zuvor gedrückten) Tastschalters über dem Relais-Arbeitskontakt und den Tastschalter-Ruhekontakt eingeschaltet und beim Abfallen des Relaisankers mit dem Unterbrechen des Relais-Arbeitskontaktes abgeschaltet.

Die gewählte Schaltung

Das **Bild 2** enthält den Schaltplan der Verzögerungsschaltung. Als Speisespannung dient die Netz-Wechselspannung. Aus ihr wird mit einem Halbweggleichrichter (Ventildiode D_4 und Ladekondensator C_2) eine Gleichspannung gewonnen. Der Widerstand R_6 verhindert einen zu hohen Einschaltstromstoß. C_3 ist ein Störschutz-Kondensator.



Schaltung, in der die Glimmdiode über einen Halbweggleichrichter gespeist wird.

Die Abfallverzögerung soll, wie schon angedeutet, mit dem Loslassen der Taste beginnen.

Funktion der Schaltung

Mit Drücken der Taste S_1 wird das Relais über den Widerstand R_5 sowie über die Dioden D_2 und D_3 an die Gleichspannung gelegt. Aufgrund dessen zieht das Relais seinen Anker an und hält ihn über den jetzt geschlossenen Relaiskontakt in dieser Stellung.

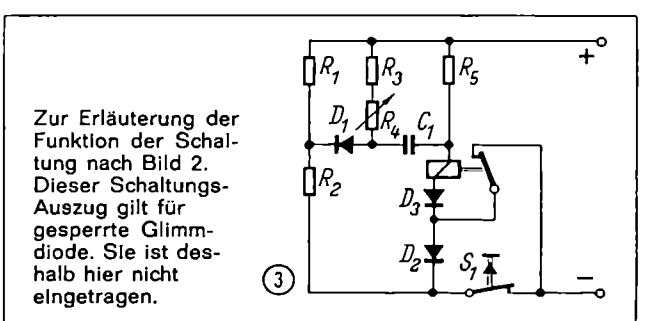
Solange man die Taste gedrückt hält, liegt der Kondensator C_1 (über die Diode D_1) als Brückenzweig in einer Brückenschaltung. Vernachlässigt man in dieser die Durchlaßwiderstände der Dioden D_1 ... D_3, so kann man von der Brückenschaltung als deren eine Seite die Parallelschaltung von R_1 mit (R_3 + R_4) in Reihe mit R_2 und als deren andere Seite R_5 in Reihe mit dem Relaiswicklungswiderstand betrachten. Der Widerstand R_5 hat, wie weiter unten angegeben, einen viel höheren Widerstandswert als die Relaiswicklung. Das Widerstandsverhältnis des anderen Zweiges hängt von der Einstellung am Widerstand R_4 ab. Es entspricht aber ganz ungefähr dem Widerstandsverhältnis des Stromzweiges, der R_5 enthält. Deshalb lädt sich der Kondensator C_1 nicht nennenswert auf.

Wegen der relativ geringen Teilspannung an der Re-

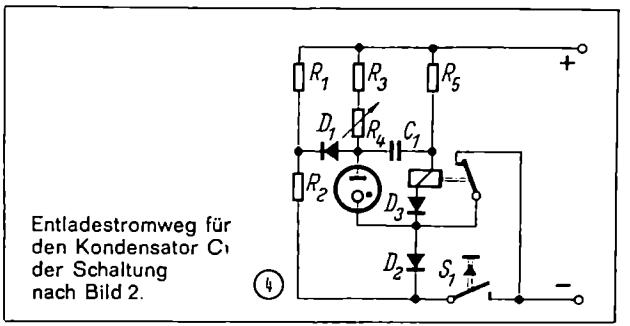
laiswicklung und deshalb dem Vorstehenden gemäß auch an R_2 bleibt die Glimmdiode gesperrt. Deshalb ist diese in **Bild 3**, das das Vorstehende ergänzt, nicht eingetragen.

Nach dem Loslassen der Taste **(Bild 4)** befindet sich die Diode D_2 im Sperrzustand. Deshalb ist der Widerstand R_2 stromlos. Hiermit ergibt sich auch für die Diode D_1 der Sperrzustand.

Die Reihenschaltung der Widerstände R_3 und R_4 mit dem Kondensator C_1 liegt jetzt parallel zu dem Widerstand R_5. An ihm tritt der größte Teil der zur Verfügung stehenden Gleichspannung auf. Der Kondensator C_1 wird über die Widerstands-Reihenschaltung ($R_3 + R_4$) auf die an R_5 herrschende Spannung aufgeladen. Die Summe der



Zur Erläuterung der Funktion der Schaltung nach Bild 2. Dieser Schaltungs-Auszug gilt für gesperrte Glimmdiode. Sie ist deshalb hier nicht eingetragen.



Entladestromweg für den Kondensator C_1 der Schaltung nach Bild 2.

Spannung am Kondensator C_1 (in den Bildern 2 und 4 links eingetragener Belag positiv) und der
Spannung an der Reihenschaltung der Relaiswicklung mit der Diode D_3
erreicht mit dem fortschreitenden Aufladen des Kondensators C_1 schließlich den Zündwert der Anoden-Katoden-Spannung der Glimmdiode. Damit kippt diese Diode in ihren Durchlaßzustand.

Der hiermit gegebene Spannungssprung wird über den Kondensator C_1 auf den Verbindungspunkt zwischen R_5 und der Relaiswicklung übertragen. Das hat an der Reihenschaltung der Relaiswicklung mit der Diode D_3 eine für diese Diode in Sperrichtung gepolte Spannung zur Folge. Hiermit ist der Relaisstrom unterbrochen. Dies bewirkt das Abfallen des Relaisankers.

Die Diode D_3 könnte man übrigens weglassen, wenn man für C_2 eine kleinere Kapazität wählen würde. (Die bei einer sonst zweckmäßigerweise größeren Kapazität von C_2, z. B. 2,5 µF, bestehende Gefahr eines Rückprellens des Relaiskontaktes wird mit D_3 vermieden.)
Die Verzögerungszeit ist mit etwa $0{,}7 \cdot C_1 \cdot (R_3 + R_4)$ gegeben.
Man erinnere sich in bezug auf diese Formel daran, daß ein Farad eine Amperesekunde je Volt und ein Ohm ein Volt je Ampere bedeuten.
Die Verzögerungszeit kann an R_4 eingestellt werden. Wie hoch man mit dem Maximalwert von R_4 gehen darf, hängt in erster Linie von der Eigenzeitkonstante des Kondensators C_1 ab.
Die **Eigenzeitkonstante** eines Kondensators (in den Kondensator-Datenlisten angegeben) ist das Produkt aus der Kapazität und dem Isolationswiderstand des Kondensators. Die Zeitkonstante $C_1 \cdot (R_3 + R_{4\max})$ darf höchstens ein Zehntel dieser Eigenzeitkonstante betragen. Sonst wird die Verzögerungszeit möglicherweise nicht genügend genau eingehalten.

Ein paar Angaben über die Werte der wichtigsten Einzelteile

$R_1 = 470\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 15\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 100\ \text{k}\Omega$, R_4 = z. B. 10 MΩ linear, $R_5 = 39\ \text{k}\Omega$ (3 W), $R_6 = 100\ \Omega$, Relais 2,5 kΩ, C_1 = z. B. 5 µF.

Wichtigstes über Glimm-Schaltdioden

- Unter einer Glimm-Schaltdiode versteht man meistens eine Glimmröhre mit einer Katode und einer Anode, aber keinen weiteren Elektroden.
- Das elektrische Kennzeichen einer solchen Glimm-Schaltdiode ist ein im allgemeinen geringer Wert der Brennspannung und ein im Vergleich hierzu hoher Wert der Zündspannung.
- In Reihe mit der Glimmstrecke einer Glimm-Schaltdiode muß zum Begrenzen des Stromes — wie bei jeder anderen Glimmstrecke — ein Widerstand gelegt werden.
- Als solcher Glimmstrecken-Vorwiderstand kann für eine Glimm-Schaltdiode auch eine Relaiswicklung dienen.
- Der Wert des Vorwiderstandes ergibt sich als das Verhältnis des Überschusses der an der Reihenschaltung von Glimmstrecke und Vorwiderstand wirksamen Spannung über den Brennspannungswert der Glimmstrecke zu dem in Betracht kommenden höchstzulässigen Wert des Glimmstromes.
- Zum Schalten nutzt man aus, daß die Spannung an der über einen Vorwiderstand an eine Speise-Gleichspannung angeschlossenen Glimmstrecke bei Erreichen des Zündwertes auf den Brennwert abkippt.

Sachverzeichnis

Abfall-Verzögerung 73
Abschnürspannung 53
Admittanz 27
Anfangstemperatur 28
Anfangswiderstand 28
Anode (Thyristor) 9
Anodengate 9
Anodenseitige Steuerelektrode 9
Anodentor 9
Astabile Kippschaltung 26
Basis 1, Basis 2 21
Basis-Emitter-Sättigungsspannung 68
Basis-Emitter-Schleusenspannung 68
Beleuchtungsstärke 43
Blinkfrequenz 27
Brückengleichrichter 34
Collector-Basis-Stromverhältnis 71
Collector-Emitter-Restspannung 68
Dämpfungsfaktor 41
Differenzverstärker 48
Doppelbasis-Diode 21
Doppelverstimmung 21
Drain 53
Drehfaktor 37
Druckempfindlicher Transistor 60
Druckfühler 60
Eigenfrequenz 32
Eigenschwingung 32
Eigenzeitkonstante 55, 76
Elektromotorische Kraft 43
Emitter (UJT) 21
EMK 43
Endtemperatur 28
Endwiderstand 28
Erholzeit = Wiederbereitschaftszeit 12
Ersatzschaltung 29
Farad 54
Farbtemperatur 43
Feldeffekt-Transistor 21
FET 21
Fotoelement 42
Fotoleiter 18
Freilaufdiode 11, 56
Frequenzverhalten 61
Gate 52
Gegenphasigkeit 39
Gepaarte Transistoren 46
Gleichspannungs-Konstanthalter 65
Gleichspannungs-Speisegerät 34
Gleichspannungswandler 43
Glimm-Schaltdiode 73
Glühlämpchen 49
Grad Kelvin 43
Graetz-Schaltung 34
Grenzfrequenz 18
Haltewert 10
Höckerspannung 21
Imaginäre Einheit 37
Induktiver Leitwert 37
Induktivität 32, 37
Inneres Spannungsverhältnis 22
Integrierte Schaltung 52, 14
Integriertes Verstärkerkonzept 14

Integrierte Z-Diode 64, 67
Interbasisspannung 21
IS 52
Kaltleiter 25
Kapazität 31, 37
Kapazitiver Leitwert 37
Katode (Thyristor) 9
Katodengate 9
Katodenseitige Steuerelektrode 9
Katodenstarter 9
Katodentor 9
Kelvingrad 43
Kippschaltung 14, 21
Komplementäre Transistoren 34
Konstantspannungsquelle 34, 35
Konstantstromquelle 34
Kreisfrequenz 32
Längswiderstand 49
Laststrom-Begrenzung 36
Leerlauf-Resonanz(kurve) 33
Leerlauf-Spannung 43
L-Glied 49
L-Regler 49
Lux 43
Miller-Integrator 68
Mittelanzapfung 34
Monostabile Kippschaltung 14
MOS-FET 52
Multivibrator 26
n-Basis 9
n-Emitter 9
Nenntemperatur 28
Nennwiderstand 28
npn-Transistor 68
Nutzspannung 61
Obere Grenzfrequenz 18
Omega 32
Opto-Elektronik 18, 49
Optronik 18
Parallelresonanz 30
Parallelresonanzwiderstand 30
Parallelverlustwiderstand 41, 30
p-Basis 9
p-Emitter 9
Photoelement 42
Photoleiter 18
Pinch-off-Spannung 53
Pitran 63
Querwiderstand 49
Rauschen 62
RC-Glied 54
Referenzspannung 64
Reihen-Verlustwiderstand 41
Resonanzfall 39
Resonanzfrequenz 31, 32, 40
Resonanzkreis 29
Resonanzkreis und Zeigerdiagramm 37
Resonanzkurve 32, 41
Resonanzwiderstand 30
Restspannung 68
Sättigungsspannung 68
Schaltdiode 73
Schleusenspannung 68
Schwellwertverstärker 46
Solarzelle 42
Source 53
Sperrschicht-Feldeffekt-Transistor 21
Sperrwandler 43, 44
Spieldauer 27
Spule 29
Statischer Fall 62
Strom-Konstanthalter 18
Tetrode 9
Thyristor-Tetrode 9
Transistor-Startschaltung 23
UJT 21
Unijunction-Transistor 21
Verlustwiderstand 41
Verstärker-Schaltzeichen 15
Verzögerung 73
Verzögerungsschaltung 10
Verzögerungszeit 11
Wiederbereitschaftszeit 12
Z-Diode (integriert) 64, 67
Zeigerdiagramm 37, 38
Zeitglied 54
Zeitkonstante 54
Zeitschalter 54
Zwischenbasisspannung 21

Jeder Band ein Gewinn für Beruf und Freizeit: Er bietet dem Nachwuchs und dem Amateur das Rüstzeug zum Verständnis elektronischer Vorgänge und zum Aufbau von Schaltungen. Er gibt dem Fachmann darüber hinaus wertvolle Informationen. Der Stoff ist frei von allem Ballast — klar und lebendig dargeboten. Der Leser gewinnt nebenbei ein solides Wissen um die Grundlagen der Elektronik

Bergtold

Elektronik-Bauelemente

Verlag Frech
Stuttgart-Botnang

80 Seiten
61 Zeichnungen

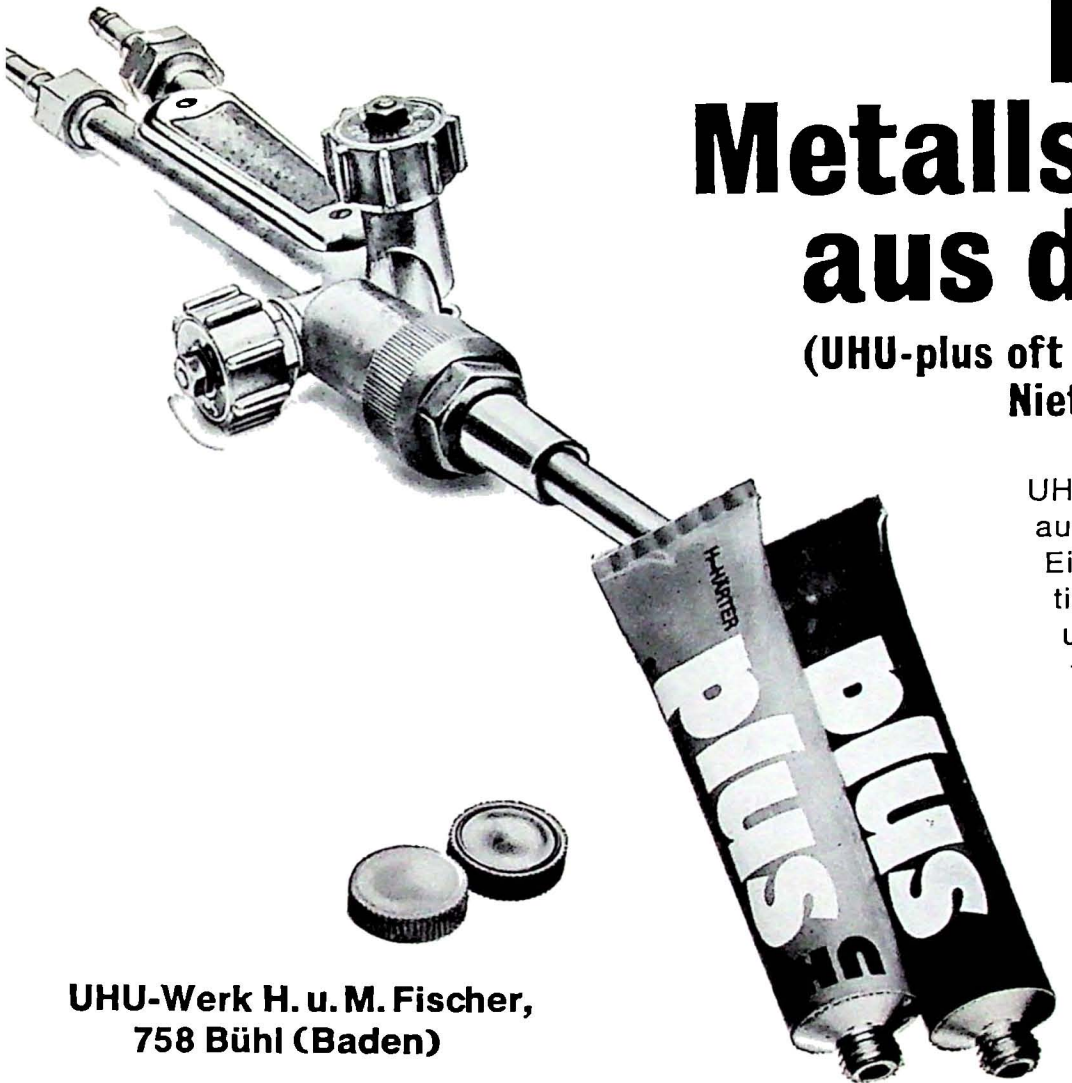
DM 6,80

Verlag Frech
7 Stuttgart 1

1 30 Schaltungen
2 35 Schaltungen
3 36 Schaltungen
4 Meßgeräte
5 Transistoren — neu
6 37 Schaltungen
7 Thyristoren
8 Fernsteuerschaltungen
9 NF-Verstärker
10 38 Schaltungen
11 Antennenverstärker
12 Fotowiderstände
13 Fotozellen
14 Fotohalbleiter
15 Digitalschaltungen
16 NF-Sonderschaltungen I
17 NF-Sonderschaltungen II
18 Thyratron PL 21
19 Schalten und Verstärken
20 Halbleitermessen
21 Auto-Elektronik
22 Relaisschaltungen
23 Experimente mit IS
24 Netzgeräte-Berechnungen
25 Neue Halbleiter
26 Moderne Bauelemente
27 Transistor-Tasten
28 Minispione
29 Stabilisierungsschaltungen
30 Integrierte Schaltungen
31 Impulsschaltungen
32 Dioden und Gleichrichter
33 Schwingkreis-Tabellen
34 Oszillografie
35 Stereoanlagen
36 Satelliten
37 Warngeräte
38 Tunneldioden
39 Netzgeräte-Baubuch
40 Bauelemente 1
41 Bauelemente 2
42 Bauelemente 3
43 Bauelemente 4
48 Triac 1
49 Triac 2
50 Antennenrotoren
51 Relaisbemessungen
52/53 Fernsteuerbaubuch
54 Heimelektronik
55 Astabile Kippschaltungen
56 Winkelfunktionen

TOPP **»Elektronik«**

Jeder Band ca. 80 Seiten, 30 Zeichnungen — Wir schicken Ihnen gerne kostenlos ein Verzeichnis aller in dieser Reihe veröffentlichten Schaltungen



Der Metallschweißer aus der Tube

(UHU-plus oft besser als Löten, Nieten, Schrauben, Schweißen!)

UHU-plus klebt nicht nur Stahl auf Stahl oder Aluminium auf Eisen. Es „verschweißt" praktisch alles unlösbar mit- und untereinander. Von Buntmetallen bis zu gehärteten Kunststoffen. Von Bakelit bis zu Porzellan. Die Festigkeit der Klebung beträgt max. 300 kg pro cm^2. Ein Plus um die verschiedensten Werkstoffe bombenfest zu verbinden.

UHU plus®

UHU-Werk H. u. M. Fischer,
758 Bühl (Baden)

Elektronik-Bauelemente — eine Einführung in die Elektronik

Inhalt Band 1

Gleichstromquelle — ihr Sinn und Zweck
Gleichstromquellen in Schaltungen
Widerstand, Widerstandswert und Leitwert
Einstellwiderstände und einstellbare Spannungsteiler
Heiß- und Kaltleiter
Kondensator an Batterie
Photoleiter
Widerstand und Kondensator als RC-Glied
Induktivität beim Schließen eines Gleichstromkreises
Induktivität und Freilaufdiode
Ventil-Diode im Einweggleichrichter
Transistoren zum Schalten von Relais
Z-Dioden für das Stabilisieren von Gleichspannungen
Transistoren in Gleichspannungskonstanthaltern
Glimmröhren in Kippschaltung

Inhalt Band 2

Glimmrelaisröhre in Zeitschalter
Photodiode als »Lichtfühler« in Lichtrelais
Spannungsabhängiger Widerstand (VDR) als Überspannungsschutz
Ventil-Dioden in Dioden-Verknüpfungsgliedern
Komplementär-Transistoren in Blinkschaltung
Wechselstrom und Wechselspannungsquellen
Photoelement als Lichtfühler
Phototransistor in einem Lichtrelais
Glimmröhre zum Stabilisieren von Gleichspannungen
Silizium-npn-Transistor im Inverter
Kondensator an Wechselstromquelle
Elektronischer Druckknopf zum Ein- und Ausschalten
Feldeffekt-Transistor in Verstärkerschaltung
RC-Glied an Wechselspannung